



**MARCO PAULO
SOARES DOS
SANTOS**

**CONTROLO DE UM SISTEMA SERVOPNEUMÁTICO
PARA ENSAIOS DE FADIGA**



**MARCO PAULO
SOARES DOS
SANTOS**

**CONTROLO DE UM SISTEMA SERVOPNEUMÁTICO
PARA ENSAIOS DE FADIGA**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Automação Industrial, realizada sob a orientação científica do Prof. Dr. Jorge Augusto Fernandes Ferreira, Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro.

Apoio financeiro da FCT
Parte dos estudos, aqui apresentados,
foram efectuados no âmbito do
projecto:
PTDC/EME-PME/70824/2006

Dedico este trabalho aos meus pais

o júri

Presidente

Prof. Dr. Vitor Manuel Ferreira dos Santos
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Arguente

Prof. Dr. João Pedro Barata da Rocha Falcão Carneiro
Professor Auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Orientador

Prof. Dr. Jorge Augusto Fernandes Ferreira
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Caríssimo Professor Jorge Ferreira, não sei como agradecer tudo quanto fez por mim....

Caríssimo Professor Vitor Santos, obrigado por me lembrar que o exemplo é a escola da humanidade!

Caríssimos David Gameiro, Pedro Talaia, Susana Meireles, Miguel Oliveira, Ana Rita e Eduardo Durana, um grande abraço!

À minha família, o meu muito obrigado!

«Viver de Amor, é dar sem medida
Sem reclamar salário aqui na terra
Ah! Sem contar eu dou-me bem segura
De que, quando se ama, não se conta!...
Ao Coração Divino, transbordante de ternura
Dei tudo...ligeiramente eu corro
Nada tenho senão a minha única riqueza:
Viver de Amor»

S. Teresa de Lisieux

palavras-chave

Servo-pneumática, controlo baseado em lógica difusa, controlo PID, controlo híbrido FLC+PID, controlo de posição, controlo de força, sistemas distribuídos, monitorização web, dispositivos biomecânicos, ensaios de fadiga.

resumo

O presente trabalho descreve o desenvolvimento de uma plataforma de controlo distribuído e em tempo-real de uma máquina servopneumática, para a realização de ensaios que envolvam o controlo de força e posição. O sistema é composto por um controlador reconfigurável CompactRIO® e foi totalmente programado com a linguagem LabVIEW. A plataforma de *software* foi estruturada de modo a assegurar ensaios de execução ininterrupta ao longo de várias semanas, e permitir monitorização *web*. Foram implementados diversos controladores lineares e não lineares, nomeadamente controladores PID (lineares e não lineares), baseados em lógica difusa (com uma e duas entradas) e híbridos destes. O maior ênfase é dado ao controlo baseado na lógica difusa, onde se averiguam as suas potencialidades para moldar a contribuição das componentes integral e derivativa na construção dos controladores híbridos, e também o desempenho possível de ser obtido definindo o erro como a única entrada do controlador. O comportamento dos diversos controladores é descrito por meio de diagramas de estado. São indicados resultados relativos ao erro estacionário e no seguimento de várias trajectórias. Sem alteração dos parâmetros dos controladores, atingem-se erros inferiores a $2\ \mu m$ no posicionamento arbitrário de uma massa de $6,2\ Kg$, e erros inferiores a $1,5\ N$ no controlo de força. São também obtidas boas prestações no seguimento de diversas trajectórias de controlo de posição e força.

keywords

Servo-pneumatics, fuzzy control, PID control, FLC+PID hybrid control, position control, force control, distributed systems, web monitoring, biomechanical devices, fatigue tests.

abstract

The present thesis proposes the development of a distributed control platform for real-time operation of a servo-pneumatic fatigue test machine in order to perform tests involving the control of the force and position. The system consists of a CompactRIO® reconfigurable controller and it was fully programmed using LabVIEW language. The software platform was designed and developed in order to guarantee non-interrupted cycling tests over several weeks and, at the same time, to allow web monitoring. Several linear and nonlinear controllers were implemented, namely PID controllers (linear and nonlinear), fuzzy logic controllers (with one and two input variables) and their hybrids. Special attention is given to the fuzzy logic control, evaluating its potential to tune the integral and derivative components in the development of hybrid controllers. On the other hand, the performance obtained by defining the error as the only fuzzy logic controller input will also be analyzed. The behavior of the several controllers is described by using state diagrams. Results relating the static error and trajectory following errors are also presented. Errors below $2\mu\text{m}$ for an arbitrary positioning of a $6,2\text{Kg}$ mass and errors below 1N for the force control were reached, without retuning the controllers. Good results are also obtained in trajectory following tasks.

PUBLICAÇÕES REALIZADAS NO ÂMBITO DESTE TRABALHO

Em conferências internacionais:

M. Santos, P. Talaia, A. Ramos, J. Ferreira, M. Oliveira, (2008). *Servo-Pneumatic Machine to Perform and Monitor Tests on Biomechanical Devices*, Controlo 2008: Proceedings of the 8th Portuguese International Conference on Automatic Control, pages 784 – 789, Vila Real, Portugal.

Marco Santos, Jorge Ferreira, José Simões (2009), *Position Control of a Servo-Pneumatic System - Hybrid Fuzzy PI Controller of a Servo-Pneumatic Fatigue Simulator*, 6th Internacional Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics, Milan, Italy (aceite para apresentação e publicação).

Em conferências nacionais:

M. Santos, J. Sobral, A. Ramos, J. Ferreira, P. Talaia, J. Simões (2009), *Simulador de Desgaste da Componente Acetabular da Prótese da Anca*, 3^o Congresso Nacional de Biomecânica, pag 77 – 84, Bragança, Portugal.

ÍNDICE

| | | |
|----------|---|-------|
| 1 | CAPÍTULO | 1-1 |
| 1.1 | ENQUADRAMENTO | 1-1 |
| 1.2 | OBJECTIVOS | 1-5 |
| 1.3 | ESTRUTURA DA TESE | 1-7 |
| 2 | CAPÍTULO | 2-9 |
| 2.1 | CONTROLO PID | 2-9 |
| 2.2 | CONTROLO BASEADO EM LÓGICA DIFUSA | 2-16 |
| 2.2.1 | UNIVERSO DE DISCURSO | 2-19 |
| 2.2.2 | VARIÁVEIS E VALORES LINGÜÍSTICOS | 2-19 |
| 2.2.3 | REGRAS LINGÜÍSTICAS | 2-20 |
| 2.2.4 | FUNÇÕES DE PERTENÇA | 2-21 |
| 2.2.5 | CONJUNTOS DIFUSOS | 2-22 |
| 2.2.6 | ESTRUTURA DO CONTROLADOR DIFUSO | 2-22 |
| 2.2.7 | ESQUEMAS DE CONTROLADORES BASEADOS EM LÓGICA DIFUSA | 2-27 |
| 2.3 | VISÃO GLOBAL DOS TRABALHOS ANTERIORES | 2-31 |
| 3 | CAPÍTULO | 3-43 |
| 3.1 | SISTEMA ELECTROPNEUMÁTICO | 3-44 |
| 3.2 | PLATAFORMA DE HARDWARE | 3-48 |
| 3.3 | PLATAFORMA DE SOFTWARE | 3-50 |
| 3.3.1 | CONFIGURAÇÃO DA ESTRUTURA DE SOFTWARE | 3-51 |
| 3.3.2 | OPERAÇÕES NO FPGA | 3-59 |
| 3.3.3 | OPERAÇÕES NO CRIO-9002 | 3-59 |
| 3.3.4 | OPERAÇÕES NO HOST PC | 3-64 |
| 4 | CAPÍTULO | 4-67 |
| 4.1 | CONTROLADORES DE POSIÇÃO | 4-70 |
| 4.1.1 | CONTROLADOR PID (LINEAR) | 4-70 |
| 4.1.2 | CONTROLADOR NPID (NÃO LINEAR) | 4-71 |
| 4.1.3 | CONTROLADOR HÍBRIDO PD+FLC I | 4-75 |
| 4.1.4 | CONTROLADOR HÍBRIDO FLC P+I | 4-77 |
| 4.1.5 | CONTROLADOR HÍBRIDO FLC PI | 4-80 |
| 4.1.6 | CONTROLADOR HÍBRIDO FLC PID | 4-81 |
| 4.1.7 | CONTROLADOR HÍBRIDO FLC PI IMPLEMENTADO NO FPGA | 4-85 |
| 4.2 | CONTROLADORES DE FORÇA | 4-87 |
| 4.2.1 | CONTROLADOR PID | 4-87 |
| 4.2.2 | CONTROLADORES FLC | 4-88 |
| 4.2.3 | CONTROLADOR FLC PID | 4-89 |
| 5 | CAPÍTULO | 5-93 |
| 5.1 | CONTROLO DE POSIÇÃO | 5-94 |
| 5.1.1 | CONFIGURAÇÃO 6 - RESPOSTA AO DEGRAU | 5-94 |
| 5.1.2 | CONFIGURAÇÃO 6 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIAS SINUSOIDAIS | 5-98 |
| 5.1.3 | CONFIGURAÇÃO 6 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIA TRIANGULAR | 5-106 |

| | | |
|----------------|---|--------------|
| 5.1.4 | CONFIGURAÇÃO 6 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIA DO TIPO RAMPA | 5-107 |
| 5.1.5 | CONFIGURAÇÃO 7 - RESPOSTA AO DEGRAU | 5-108 |
| 5.1.6 | CONFIGURAÇÃO 7 - SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIAS SINUSOIDAIS | 5-109 |
| 5.1.7 | CONFIGURAÇÃO 7 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIA TRIANGULAR E RAMPA | 5-111 |
| 5.2 | CONTROLO DE FORÇA | 5-111 |
| 5.2.1 | CONFIGURAÇÃO 6 - RESPOSTA AO DEGRAU | 5-112 |
| 5.2.2 | CONFIGURAÇÃO 6 - SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIAS SINUSOIDAIS | 5-116 |
| 5.2.3 | CONFIGURAÇÃO 6 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIA TRIANGULAR..... | 5-126 |
| 5.3 | RESULTADOS ANALÍTICOS | 5-127 |
| 5.3.1 | CONTROLO DE POSIÇÃO | 5-127 |
| 5.3.2 | CONTROLO DE FORÇA..... | 5-131 |
| 6 | CAPÍTULO | 6-135 |
| 6.1 | PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES E CONCLUSÕES..... | 6-135 |
| 6.2 | TRABALHOS FUTUROS..... | 6-136 |
| 7 | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 7-138 |
| ANEXO A.1..... | | 7-1 |
| ANEXO A.2..... | | 7-2 |
| ANEXO A.3..... | | 7-3 |
| ANEXO A.4..... | | 7-4 |
| ANEXO B..... | | 7-6 |
| ANEXO C.1..... | | 7-8 |
| ANEXO C.2..... | | 7-9 |
| ANEXO C.3..... | | 7-10 |
| ANEXO C.4..... | | 7-11 |
| ANEXO C.5..... | | 7-12 |
| ANEXO C.6..... | | 7-14 |
| ANEXO C.7..... | | 7-15 |
| ANEXO D.1..... | | 7-16 |
| ANEXO D.2..... | | 7-18 |
| ANEXO D.3..... | | 7-20 |
| ANEXO D.4..... | | 7-22 |
| ANEXO D.5..... | | 7-23 |
| ANEXO E | | 7-24 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|------|
| Figura 1.1 - Metodologia de controlo baseada em lógica difusa: author-of-this-thesis-in-the-loop. | 1-5 |
| Figura 2.1 - Papel da componente derivativa. | 2-11 |
| Figura 2.2 - Configurações paralelo (a) e série (b) do PID. | 2-12 |
| Figura 2.3 - Razão entre as constantes de tempo integral e derivativa das configurações paralelo e série. | 2-13 |
| Figura 2.4 - Comparação dos ganhos lineares e não lineares do PID. | 2-15 |
| Figura 2.5 - Relação entre precisão e contexto [31, p. 15]. | 2-18 |
| Figura 2.6 - Controlador difuso na malha de realimentação. | 2-19 |
| Figura 2.7 - Funções de pertença descontínua (a) e contínua (b) para o valor linguístico ALTO. | 2-21 |
| Figura 2.8 - Funções de pertença descontínua (a) e contínua (b) para o valor linguístico INTEGRAL. | 2-22 |
| Figura 2.9 Representação gráfica das operações do controlador difuso. | 2-26 |
| Figura 2.10 - Controlador Difuso Proporcional (FLC P) | 2-28 |
| Figura 2.11 - Exemplos de curvas características do controlador FLC P linear (a) e não-linear (b). | 2-28 |
| Figura 2.12 - Controlador Difuso Proporcional e Derivativo (FPD) | 2-28 |
| Figura 2.13 - Exemplos de curvas características do controlador FLC PD linear (a) e não-linear (b). | 2-30 |
| Figura 2.14 - Controlador Híbrido Difuso Proporcional e Derivativo com Componente Integral (FLC PD+I) | 2-30 |
| Figura 3.1 - Quadro eléctrico da máquina servopneumática. | 3-43 |
| Figura 3.2 - Máquina servopneumática, onde foi montado um fémur e uma prótese da anca. | 3-44 |
| Figura 3.3 - Relação entre o sistema electropneumático e o sistema de controlo e aquisição de dados. | 3-45 |
| Figura 3.4 - Circuito pneumático do simulador de fadiga. | 3-46 |
| Figura 3.5 - Representação esquemática do sistema electropneumático. | 3-47 |
| Figura 3.6 - PAC CompactRIO® da National Instruments. | 3-48 |
| Figura 3.7 - Arquitectura do CompactRIO. | 3-50 |
| Figura 3.8 - Modelação com PN da interacção entre camadas de <i>software</i> no arranque e encerramento do sistema de controlo. | 3-57 |
| Figura 3.9 - Diagrama de sequência do processamento de uma nova ordem de seguimento de determinada trajectória de controlo. | 3-58 |
| Figura 3.10 - Estrutura modular da configuração seis da plataforma de <i>software</i> do sistema de controlo. | 3-58 |
| Figura 3.11 - Interface <i>web</i> do painel frontal do <i>startup</i> VI 2. | 3-63 |
| Figura 3.12 - Programa de interface com o utilizador: modo referência de força. | 3-64 |
| Figura 3.13 - Interface com o utilizador: modo automático no controlo de força. | 3-65 |
| Figura 4.1 - Aplicação do FLC no âmbito deste trabalho. | 4-69 |
| Figura 4.2 - Diagrama de blocos do controlador PID linear – controlo de posição. | 4-70 |
| Figura 4.3 - Diagrama de blocos do controlador PID não linear – controlo de posição. | 4-73 |
| Figura 4.4 - Comparação dos ganhos lineares e: (a) K_{NP} , (b) K_{NI} , e (c) K_{ND} – controlo de posição. | 4-74 |
| Figura 4.5 - Statechart do NPID. | 4-74 |
| Figura 4.6 - Diagrama de blocos do controlador PD+FLC I – controlo de posição. | 4-75 |
| Figura 4.7 - Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC I - controlo de posição. | 4-75 |

| | |
|---|------|
| Figura 4.8 - Funções de pertença da saída $K_{FUZZY}(e(t))$ do FLC I - controlo de posição. | 4-76 |
| Figura 4.9 - Curva de resposta não linear K_{FUZZY} do FLC I – controlo de posição..... | 4-76 |
| Figura 4.10 - <i>Statechart</i> do PD+FLC I – controlo de posição. | 4-76 |
| Figura 4.11 - Diagrama de blocos do controlador híbrido FLC P+I – controlo de posição. | 4-77 |
| Figura 4.12 - Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P (1) – controlo de posição. | 4-78 |
| Figura 4.13 - Funções de pertença da saída $K_{FUZZY}(e(t))$ do FLC P (1) e (2) – controlo de posição. | 4-78 |
| Figura 4.14 - Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P (2) – controlo de posição. | 4-78 |
| Figura 4.15 - Curvas de resposta $K_{FUZZY} \cdot K_{FY}$ do FLC P (1) e (2) – controlo de posição. | 4-79 |
| Figura 4.16 - Funções de pertença da entrada $y_1(t)$ do <i>anti-windup</i> – controlo de posição..... | 4-79 |
| Figura 4.17 - Funções de pertença da saída $K_{ANTI-WINDUP}(y(t))$ do <i>anti-windup</i> – controlo de posição..... | 4-79 |
| Figura 4.18 - Curva de resposta não linear do <i>anti-windup</i> – controlo de posição. | 4-80 |
| Figura 4.19 - Diagrama de blocos do controlador FLC PI – controlo de posição. | 4-80 |
| Figura 4.20 - Curva de resposta não linear $K_{FUZZY-2}$ do controlador FLC PI – controlo de posição. | 4-81 |
| Figura 4.21 - <i>Statechart</i> do FLC PI – controlo de posição. | 4-81 |
| Figura 4.22 - Diagrama de blocos do controlador FLC PID – controlo de posição..... | 4-82 |
| Figura 4.23 - Funções de pertença da entrada $de(t)/dt$ do FLC PD – controlo de posição. | 4-83 |
| Figura 4.24 - Superfície de controlo do FLC PD – controlo de posição..... | 4-83 |
| Figura 4.25 - Funções de pertença da entrada $e(t)$ do segundo FLC I – controlo de posição. | 4-84 |
| Figura 4.26 - Funções de pertença da saída $K_{FUZZY-I2}$ do segundo FLC I – controlo de posição..... | 4-84 |
| Figura 4.27 - Curva de resposta não linear $K_{FUZZY-I2}$ do controlador segundo FLC I – controlo de posição. | 4-84 |
| Figura 4.28 - <i>Statechart</i> do FLC PID – controlo de posição..... | 4-85 |
| Figura 4.29 - Diagrama de blocos do controlador FLC PI implementado no FPGA – controlo de posição..... | 4-85 |
| Figura 4.30 - Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P implementado no FPGA..... | 4-86 |
| Figura 4.31 - Funções de pertença da saída K_{FUZZY} do FLC PI implementado no FPGA..... | 4-86 |
| Figura 4.32 - Curva de resposta $K_{FUZZY} \cdot K_{FY}$ do FLC PI implementado no FPGA – controlo de posição. | 4-86 |
| Figura 4.33 - Curva de resposta $K_{FUZZY-1}$ do FLC PI implementado no FPGA – controlo de posição. | 4-87 |
| Figura 4.34 - Controlador FLC PI implementado no FPGA – controlo de posição. | 4-87 |
| Figura 4.35 - Diagrama de blocos do controlador PID – controlo de força. | 4-88 |
| Figura 4.36 - Diagrama de blocos dos controladores de força FLC P – controlo de força. | 4-88 |
| Figura 4.37 - Curva de controlo $K_{FUZZY} \cdot K_{FY}$ dos FLC P (1), (2), (3) e (4) – controlo de força..... | 4-89 |
| Figura 4.38 - Diagrama de blocos do controlador de força FLC PID – controlo de força. | 4-90 |
| Figura 4.39 - <i>Statechart</i> do FLC PID – controlo de força. | 4-90 |
| Figura 4.40 - Curvas de controlo $K_{FUZZY-P} \cdot K_{FY}$ do FLC P1 e FLC P2 – controlo de força..... | 4-91 |
| Figura 4.41 - Curvas de controlo do FLC 3 – controlo de força. | 4-91 |
| Figura 4.42 - Curva de controlo dos FLC I e D – controlo de força..... | 4-92 |
| Figura 5.1 - Actuação do bloco <i>anti-windup</i> do controlador PID no controlo de posição. | 5-93 |
| Figura 5.2 - Resposta dos controladores de posição aos degraus 0→50→100→150→100→50 mm..... | 5-94 |
| Figura 5.3 - Resposta dos controladores de posição aos degraus 100→180→35→55→95→65 mm..... | 5-95 |

| | |
|--|-------|
| Figura 5.4 - Resposta dos controladores de posição aos degraus 65→130→20→160→30→150 mm..... | 5-96 |
| Figura 5.5 - Resposta dos controladores de posição aos degraus 150→40→140→100→170→100 mm..... | 5-97 |
| Figura 5.6 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm e de frequência $1 / \pi$ Hz. | 5-98 |
| Figura 5.7 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 25 mm e de frequência $1 / \pi$ Hz. | 5-99 |
| Figura 5.8 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm e de frequência $2 / \pi$ Hz. | 5-100 |
| Figura 5.9 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 25 mm e de frequência $2 / \pi$ Hz. | 5-101 |
| Figura 5.10 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm e de frequência $4 / \pi$ Hz. | 5-102 |
| Figura 5.11 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 25 mm e de frequência $4 / \pi$ Hz. | 5-103 |
| Figura 5.12 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm e de frequência $8 / \pi$ Hz. | 5-104 |
| Figura 5.13 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 25 mm e de frequência $8 / \pi$ Hz. | 5-105 |
| Figura 5.14 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória triangular com frequência $1 / \pi$ Hz. | 5-106 |
| Figura 5.15 - Resposta dos controladores de posição ao seguimento de uma trajectória do tipo rampa (não foi contabilizado o erro do retorno da massa móvel à origem do referencial de posição). | 5-107 |
| Figura 5.16 - Resposta do controlador FLC PI aos diversos degraus de posição. | 5-108 |
| Figura 5.17 - Resposta do controlador FLC PI no seguimento de trajectórias sinusoidais de $1 / \pi$ e $2 / \pi$ Hz.... | 5-109 |
| Figura 5.18 - Resposta do controlador FLC PI no seguimento de trajectórias sinusoidais de $4 / \pi$ e $8 / \pi$ Hz... | 5-110 |
| Figura 5.19 - Resposta do controlador FLC PI no seguimento de trajectórias triangulares (de frequência $1 / \pi$ Hz) e do tipo rampa. | 5-111 |
| Figura 5.20 - Resposta do sistema aos degraus 0→500→1000→1500→2000→1500→1000 N. | 5-112 |
| Figura 5.21 - Resposta do sistema aos degraus 50→100→1000→100→2000→500 N. | 5-113 |
| Figura 5.22 - Resposta do sistema aos degraus 300→900→500→1100→700→1300→900→1500 N. | 5-114 |
| Figura 5.23 - Resposta do sistema aos degraus 50→700→1450→1900→900→1500→2200→300→1150 N.. | 5-115 |
| Figura 5.24 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $1 / \pi$ Hz. | 5-116 |
| Figura 5.25 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $1 / \pi$ Hz. | 5-117 |
| Figura 5.26 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $2 / \pi$ Hz. | 5-118 |
| Figura 5.27 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $2 / \pi$ Hz. | 5-119 |
| Figura 5.28 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $4 / \pi$ Hz. | 5-120 |
| Figura 5.29 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $4 / \pi$ Hz. | 5-121 |

| | |
|---|-------|
| Figura 5.30 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $8 / \pi$ Hz. | 5-122 |
| Figura 5.31 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $8 / \pi$ Hz. | 5-123 |
| Figura 5.32 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $16 / \pi$ Hz. | 5-124 |
| Figura 5.33 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $16 / \pi$ Hz. | 5-125 |
| Figura 5.34 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória triangular com frequência $1 / \pi$ Hz. | 5-126 |
| Figura 5.35 - Erro quadrático médio do sistema na resposta aos diversos degraus. | 5-127 |
| Figura 5.36 - Máximo <i>overshoot</i> do sistema na resposta aos diversos degraus. | 5-127 |
| Figura 5.37 - Erro mínimo de posicionamento do sistema na resposta aos diversos degraus. | 5-127 |
| Figura 5.38 - Erro máximo de posicionamento do sistema na resposta aos diversos degraus. | 5-128 |
| Figura 5.39 - Erro quadrático médio da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 50 mm e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$ e $8/\pi$ Hz. | 5-128 |
| Figura 5.40 - Erro quadrático médio da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 25 mm e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$ e $8/\pi$ Hz. | 5-129 |
| Figura 5.41 - Erro de seguimento máximo da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 50 mm e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$ e $8/\pi$ Hz. | 5-129 |
| Figura 5.42 - Erro de seguimento máximo da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 25 mm e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$ e $8/\pi$ Hz. | 5-129 |
| Figura 5.43 - MSE do sistema no seguimento de trajectórias triangular e de sinais em rampa. | 5-130 |
| Figura 5.44 - ESM da resposta do sistema no seguimento de trajectórias triangular e de sinais em rampa. | 5-130 |
| Figura 5.45 - Erro quadrático médio da resposta do sistema aos diversos degraus. | 5-131 |
| Figura 5.46 - Máximo <i>overshoot</i> da resposta do sistema aos diversos degraus. | 5-131 |
| Figura 5.47 - Máximo erro estacionário da resposta do sistema aos diversos degraus. | 5-131 |
| Figura 5.48 - Erro quadrático médio da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 500 N e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$, $8/\pi$ e $16/\pi$ Hz. | 5-132 |
| Figura 5.49 - Erro quadrático médio da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 250 N e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$, $8/\pi$ e $16/\pi$ | 5-132 |
| Figura 5.50 - Erro de seguimento máximo da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 500 N e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$, $8/\pi$ e $16/\pi$ Hz. | 5-133 |
| Figura 5.51 - Erro de seguimento máximo da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 250 N e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$, $8/\pi$ e $16/\pi$ Hz. | 5-133 |
| Figura 5.52 - Erro quadrático médio (à esquerda) e de seguimento máximo (à direita) da resposta do sistema no seguimento de trajectória triangular. | 5-133 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-------|
| Tabela 1.1 - Número de publicações na área da Pneumática de acordo com o ISI Proceedings e IEEE Xplore cujo título contém a palavra “pneumatic” (até 08/05/2009)..... | 1-1 |
| Tabela 1.2 - Características principais dos diferentes tipos de accionamentos. | 1-3 |
| Tabela 2.1 - Exemplo de uma base de regras de um controlador FLC PD | 2-29 |
| Tabela 2.2 - Visão global dos trabalhos que têm vindo a ser realizados no controlo de posição em sistemas pneumáticos..... | 2-31 |
| Tabela 2.3 - Visão global dos trabalhos realizados no controlo de força em sistemas pneumáticos. | 2-37 |
| Tabela 3.1 - Principais características da servoválvula (a) e do cilindro pneumático (b). | 3-46 |
| Tabela 3.2 - Principais características do CompactRIO-9002. | 3-49 |
| Tabela 3.3 - Principais características do CompactRIO-9215. | 3-49 |
| Tabela 3.4 - Principais características do CompactRIO-9411. | 3-50 |
| Tabela 3.5 - Principais características do CompactRIO-9263. | 3-50 |
| Tabela 3.6 - Descrição de várias configurações da plataforma de <i>software</i> | 3-52 |
| Tabela 3.7 - Descrição das restrições das tarefas. | 3-60 |
| Tabela 4.1 - Base de regras do FLC I – controlo de posição..... | 4-76 |
| Tabela 4.2 - Base de regras do FLC P do FLC P (1) e (2) – controlo de posição. | 4-78 |
| Tabela 4.3 - Base de regras do FLC PD – controlo de posição..... | 4-84 |
| Tabela 5.1 - Resultados experimentais do controlo de posição à 1ª sequência de degraus..... | 5-94 |
| Tabela 5.2 - Resultados experimentais do controlo de posição à 2ª sequência de degraus..... | 5-95 |
| Tabela 5.3 - Resultados experimentais do controlo de posição à 3ª sequência de degraus..... | 5-96 |
| Tabela 5.4 - Resultados experimentais do controlo de posição à 4ª sequência de degraus..... | 5-97 |
| Tabela 5.5 - Resultados experimentais do controlo de posição à 1ª trajectória sinusoidal. | 5-98 |
| Tabela 5.6 - Resultados experimentais do controlo de posição à 2ª trajectória sinusoidal. | 5-99 |
| Tabela 5.7 - Resultados experimentais do controlo de posição à 3ª trajectória sinusoidal. | 5-100 |
| Tabela 5.8 - Resultados experimentais do controlo de posição à 4ª trajectória sinusoidal. | 5-101 |
| Tabela 5.9 - Resultados experimentais do controlo de posição à 5ª trajectória sinusoidal. | 5-102 |
| Tabela 5.10 - Resultados experimentais do controlo de posição à 6ª trajectória sinusoidal. | 5-103 |
| Tabela 5.11 - Resultados experimentais do controlo de posição à 7ª trajectória sinusoidal. | 5-104 |
| Tabela 5.12 - Resultados experimentais do controlo de posição à 8ª trajectória sinusoidal. | 5-105 |
| Tabela 5.13 - Resultados experimentais do controlo de posição à trajectória triangular..... | 5-106 |
| Tabela 5.14 - Resultados experimentais do controlo de posição à trajectória rampa. | 5-107 |
| Tabela 5.15 - Resultados experimentais do controlo de força à 1ª sequência de degraus. | 5-112 |
| Tabela 5.16 - Resultados experimentais do controlo de força à 2ª sequência de degraus. | 5-113 |
| Tabela 5.17 - Resultados experimentais do controlo de força à 3ª sequência de degraus. | 5-114 |
| Tabela 5.18 - Resultados experimentais do controlo de força à 4ª sequência de degraus. | 5-115 |
| Tabela 5.19 - Resultados experimentais do controlo de força à 1ª trajectória sinusoidal..... | 5-116 |
| Tabela 5.20 - Resultados experimentais do controlo de força à 2ª trajectória sinusoidal..... | 5-117 |

| | |
|---|-------|
| Tabela 5.21 - Resultados experimentais do controlo de força à 3ª trajectória sinusoidal..... | 5-118 |
| Tabela 5.22 - Resultados experimentais do controlo de força à 4ª trajectória sinusoidal..... | 5-119 |
| Tabela 5.23 - Resultados experimentais do controlo de força à 5ª trajectória sinusoidal..... | 5-120 |
| Tabela 5.24 - Resultados experimentais do controlo de força à 6ª trajectória sinusoidal..... | 5-121 |
| Tabela 5.25 - Resultados experimentais do controlo de força à 7ª trajectória sinusoidal..... | 5-122 |
| Tabela 5.26 - Resultados experimentais do controlo de força à 8ª trajectória sinusoidal..... | 5-123 |
| Tabela 5.27 - Resultados experimentais do controlo de força à 9ª trajectória sinusoidal..... | 5-124 |
| Tabela 5.28 - Resultados experimentais do controlo de força à 10ª trajectória sinusoidal..... | 5-125 |
| Tabela 5.29 - Resultados experimentais do controlo de força à trajectória triangular. | 5-126 |

NOMENCLATURA

Definições gerais de Operadores

| Símbolo | Descrição |
|--|-------------------------------|
| a, A | Constante ou variável escalar |
| $\frac{d}{dt}(\bullet), \dot{\bullet}$ | Derivada em ordem ao tempo |
| \approx | Aproximadamente igual |
| $ \bullet $ | Valor absoluto |

Notação

| Símbolo | Descrição |
|--|---|
| A_A, A_B | Áreas das câmaras A e B (m ²) |
| A_h | Área da haste do cilindro (m ²) |
| $C_{A1}, C_{A2}, C_{B1}, C_{B2}$ | Condutâncias sónicas dos orifícios A e B, restrições 1 e 2 respectivamente (m ³ s ⁻¹ Pa ⁻¹) |
| d_p | Diâmetro do pistão do actuador pneumático (m) |
| d_h | Diâmetro da haste do actuador pneumático (m) |
| $F_{A,B}$ | Força pneumática na câmara A e B (N) |
| F_{atr} | Força de atrito (N) |
| F_{atm} | Força devida à pressão atmosférica a actuar na haste do cilindro (N) |
| F_{ext} | Força externa ao sistema (N) |
| K_0 | Condutância térmica nas condições de equilíbrio |
| k_a | Coeficiente de atrito viscoso (Nsm ⁻¹) |
| L | Curso do cilindro (mm) |
| \dot{m} | Caudal mássico de ar (kgs ⁻¹) |
| $\dot{m}_{A,B}$ | Caudal mássico de ar na câmara A e B (kgs ⁻¹) |
| $\dot{m}_{A1}, \dot{m}_{A2}, \dot{m}_{B1}, \dot{m}_{B2}$ | Caudal mássico de ar nas restrições 1 e 2 do orifício A e B (kgs ⁻¹) |
| M_{TOTAL} | Massa total deslocada pelo actuador do sistema (kg) |
| n | Índice politrópico |
| P | Pressão absoluta dentro da câmara do actuador (Pa) |
| P_{atm} | Pressão atmosférica absoluta (Pa) |

| | |
|------------------------|---|
| P_A, P_B | Pressão absoluta da câmara A e B (Pa) |
| P_s | Pressão absoluta de alimentação (Pa) |
| r | Razão de pressões crítica |
| R | Constante específica do ar como gás perfeito ($\text{Jkg}^{-1}\text{K}^{-1}$) |
| T | Temperatura do ar dentro do actuador (K) |
| T_0 | Temperatura de equilíbrio (K) |
| T_A, T_B | Temperatura do ar na câmara A e B (K) |
| T_{A0}, T_{B0} | Temperatura de equilíbrio do ar na câmara A e B (K) |
| u | Acção de controlo (V) |
| V | Volume das câmaras do actuador (m^3) |
| V_A, V_B | Volume da câmara A e B do actuador (m^3) |
| V_{A0}, V_{B0} | Volume da câmara A e B do actuador na situação de equilíbrio (m^3) |
| A | Coeficiente de transferência de calor ($\text{WK}^{-1}\text{m}^{-2}$) |
| x, \dot{x}, \ddot{x} | Posição (m), velocidade (ms^{-1}), aceleração (ms^{-2}) |
| ρ | Massa volúmica (kgm^{-3}) |
| ω_n | Frequência natural (rad/s) |
| t | tempo contínuo (variável real) |
| f | Função genérica |
| F | Força (N) |

Índices

| Símbolo | Descrição |
|---------|-------------------------------|
| S | fonte (em caudais e pressões) |
| ij | from i to j |

Abreviaturas

| Símbolo | Descrição |
|---------|---|
| PAC | Programmable Automation Controller |
| RIO | Reconfigurable I/O |
| FPGA | Field-Programmable Gate Array |
| VHDL | VHSIC hardware description language |
| FTP | Protocolo de transferência de ficheiros |

| | |
|-------|---|
| TCP | Protocolo de controlo de transmissão de dados |
| IP | Internet Protocol |
| UDP | User Datagram Protocol |
| RT | Tempo real |
| RTOS | Sistema operativo de tempo-real |
| STR | Sistema de tempo real |
| DRAM | Dynamic Random Access Memory |
| HTTP | Hypertext Transfer Protocol |
| VI | Virtual Instrument – Instrumento virtual |
| VISA | Virtual Instrument Software Architecture |
| PC | Computador pessoal |
| PCI | Peripheral Component Interconnect |
| I/O | Input/Output – entrada/saída |
| THR | Artroplastia de substituição total da anca |
| DOF | Grau de liberdade |
| NI | National Instruments (empresa). |
| cRIO | Controlador em tempo-real NI CompactRIO-9002 |
| DAQ | Aquisição de dados |
| C | Linguagem de programação C |
| UML | Unified Modelling Language |
| PN | Petri Nets – Redes petri |
| FIFO | First In, First Out |
| MIMO | múltiplas entradas e múltiplas saídas |
| MISO | múltiplas entradas e uma saída |
| SISO | uma entrada e múltiplas saídas |
| Kbps | Kilo bits per second |
| LAN | Local Area Network – Rede Local |
| SO | Sistema operativo |
| ETS | Electronic Timekeeping System |
| P | Controlo proporcional |
| PI | Controlo proporcional e integral |
| PD | Controlo proporcional e derivativo |
| PID | Controlo proporcional, integral e derivativo |
| NPID | Controlo proporcional, integral e derivativo não linear |
| FLC | Controlo baseado em lógica difusa |
| FLC P | Controlador difuso proporcional |
| FLC I | Controlador difuso da componente integral |
| FLC D | Controlador difuso da componente derivativa |

| | |
|------------|---|
| FLC PD | Controlador difuso proporcional e derivativo |
| FLC PI | Controlador híbrido difuso proporcional com uma componente integral controlada por um FLC. |
| FLC P+I | Controlador híbrido difuso proporcional com componente integral adicional não controlada por FLC. |
| FLC PID | Controlador híbrido difuso proporcional e derivativo com componente integral adicional controlada por um FLC. |
| PD + FLC I | Controlo proporcional e derivativo com componente integral adicional controlada por um FLC. |
| MATLAB | MATrix LABoratory |
| LabVIEW | Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench |
| LUT | Look-up Table |
| NI-PSP | National Instruments <i>Publish and Subscribe Protocol</i> |
| CPU | Unidade central de processamento |
| SLPM | Standard litres per minute |
| PWM | Pulse Width Modulation – modulação por largura de impulso |
| FS | Valor de fim de escala |
| COG | Método de desfuzificação “Centro de Gravidade” |
| mEE | Erro mínimo de posicionamento |
| MEE | Erro máximo de posicionamento |
| MO | Máximo <i>overshoot</i> |
| MSE | Erro quadrático médio |
| ESM | Erro máximo de seguimento de trajectória |

Parâmetros de Modelos

| Símbolo | Descrição |
|----------|--|
| K_P | Ganho proporcional |
| K_I | Ganho integral |
| K_D | Ganho derivativo |
| K_{FP} | Ganho da entrada proporcional do FLC |
| K_{FD} | Ganho da entrada derivativa do FLC |
| K_{FY} | Ganho de saída do FLC |
| K_{NP} | Ganho da componente proporcional do controlador NPID |
| K_{NI} | Ganho da componente integral do controlador NPID |
| K_{ND} | Ganho da componente derivativa do controlador NPID |

CAPÍTULO 1

Páginas 1 - 7

INTRODUÇÃO

1.1 ENQUADRAMENTO

O desempenho dos sistemas servopneumáticos é uma questão amplamente discutida e investigada pela comunidade científica. Os intensos avanços tecnológicos na electrónica e nos microprocessadores que se têm multiplicado nas últimas décadas permitiram o desenvolvimento metodológico de técnicas de controlo mais complexas, de forma mais simples e a mais baixo custo. O complexo processo de funcionamento dos sistemas pneumáticos é a razão pela qual ainda actualmente a maioria das aplicações industriais deste tipo de sistemas é utilizada em operações de posicionamento de cargas segundo o tradicional comando *on-off*. Todavia, é claramente visível a evolução que se tem sentido ao nível dos resultados experimentais obtidos, da modulação dos elementos que o constituem, do desenvolvimento de novo *hardware*, da aplicação e comparação de técnicas de controlo mais sofisticadas e que melhor se adequam a cada situação e, em geral, a este tipo de sistemas. Muitos são os indicadores que poderão ser apresentados. Por exemplo, na tabela 1.1 são apresentados os resultados de uma pesquisa nas bases de dados *ISI Proceedings* [1] e *IEEE Xplorer* [2] acerca de publicações cujo título contivesse a palavra inglesa “pneumatic”.

Tabela 1.1 - Número de publicações na área da Pneumática de acordo com o ISI Proceedings e IEEE Xplore cujo título contém a palavra “pneumatic” (até 08/05/2009).

| | Nº Publicações <i>ISI Proceedings</i> | Nº Publicações <i>IEEE Xplore</i> |
|---------------------------|--|--------------------------------------|
| TOTAL | 79121 | 576 |
| Nos últimos 5 anos | 14035 | 297 |
| Em 2008 | 4399 | 58 |

Foi levada a cabo uma outra pesquisa acerca de publicações nas conferências internacionais IEEE em Robótica e Automação (ICRA) e no Jornal Internacional de Controlo, a partir da qual se concluiu que, nos últimos dez anos, foram muitos os estudos publicados que envolveram as tecnologias pneumáticas ou, mais directamente, o controlo de tais tecnologias.

Outros indicadores claros da importância dos sistemas pneumáticos, na realidade actual da engenharia de automação industrial, são a quantidade de produtos relacionados com a actuação

pneumática e o número de clientes das maiores empresas de produção e comercialização de material pneumático: a FESTO, a SMC Corporation e a Bosch Rexroth têm, cada uma delas, actualmente disponíveis centenas de milhares de produtos e centenas de milhares de clientes distribuídos por inúmeros países (os números exactos podem ser encontrados em [3] [4] [5] [6]). Só a FESTO expede 29000 produtos por dia e regista aproximadamente 100 patentes por ano.

As aplicações da servo-pneumática têm larga escala e historial. Estão presentes nos mais variados sectores de actividade e são aplicados em instalações públicas, industriais (de transformação, comercialização e de serviços) e até em muitos domínios da investigação científica, nomeadamente os destacados neste trabalho: a biomedicina e a biomecânica. Ainda actualmente existem sistemas de transporte urbanos accionados pela pneumática, como é o caso de uma linha de 960 metros com duas estações, situada em Porto Alegre (Brasil), que se constitui exemplo de um sistema de transporte de enquadramento público que, ainda hoje, é matéria de investigação [7]. Têm sido maioritariamente utilizados em sistemas de teste e fabrico; em sistemas de manuseamento, transporte e distribuição em linhas de montagem e de armazenamento e distribuição; em máquinas-ferramenta, robôs industriais e nos mais variados tipos de accionamento e nas mais variadas aplicações, como por exemplo equipamentos e ferramentas de injeção, equipamentos de pintura industrial, ferramentas cirúrgicas (onde se destacam as odontológicas), transmissões hidroestáticas, equipamentos de limpeza por ar comprimido, sistemas de amortecimento e calibração, etc. Stefan Hesse [8] compilou 99 exemplos de aplicações pneumáticas. A aplicação de motores pneumáticos em veículos híbridos gasolina/ar comprimido tem destacado a grande flexibilidade da pneumática na resolução dos problemas associados ao elevado custo dos veículos híbridos. Estudos mostraram que a eficiência do veículo aumenta em 64% relativamente ao consumo de combustível na cidade e até 12% nas restantes vias. Investigadores da Universidade Johns Hopkins, Estados Unidos, apresentaram um novo motor passo-a-passo pneumático que não possui partes metálicas (totalmente construído com plástico, cerâmica e borracha) e que realiza movimentos precisos e suaves com passos de 50 μm . Referem ainda que o principal alvo é o accionamento de equipamentos médicos robotizados, por exemplo como auxiliar em biópsias e na imagiologia médica. Seguramente que a medicina coloca em relevo este tipo de actuação, uma vez que é muito mais segura para o corpo humano do que os actuadores eléctricos e hidráulicos. Músculos (*McKibben muscles*), mãos e pernas artificiais (e a generalidade dos *pneumatic rubber actuators* [9]), sistemas de auxílio à locomoção humana (para pessoas com problemas na anca que não conseguem caminhar sem dores e durante longos períodos de tempo), sistemas de cirurgia invasiva teleoperada, micro-robôs usados em colonoscopias e muitos outros tipos de exames médicos são apenas alguns exemplos de dispositivos que utilizam os sistemas pneumáticos como parte integrante e activa. Também está na ordem do dia o desenvolvimento dos micro-actuadores pneumáticos tanto flexíveis quanto necessário para se auto-guiarem em trajectos curvilíneos e de pequena secção (*braided pneumatic actuators*) [10]. Esta tecnologia pode já ser vista em endoscópios peristálticos. Tanto quanto foi possível apurar, no domínio da engenharia biomecânica, a pneumática ainda só é encontrada em sistemas de teste de dispositivos biomecânicos. Em franca expansão está também

a área da robótica, ligada ao desenvolvimento de robôs para operarem em ambientes com a presença do ser humano. É facto conhecido que os investigadores da área da robótica, e não só, encontram na natureza uma fonte de inspiração. Por isso, foram incorporados os princípios biológicos da locomoção no projecto dos humanóides e de robôs que mimetizam certos animais, e desenvolveu-se o princípio do controlo por redes neuronais. Componentes biologicamente inspirados abrem novas portas para o projecto de dispositivos robóticos biomiméticos (*biomimetic robotic devices* [11]). E também nestas matérias a servo-pneumática tem um papel preponderante. O sistema servopneumático estudado neste trabalho enquadra-se neste colectivo de possibilidades, sendo essencialmente direccionado para o controlo de força e deslocamento. Os indicadores apresentados evidenciam a actual aplicabilidade deste tipo de sistemas. Mas quanto às tarefas para as quais se encontra mais vocacionado, a tabela 1.2 resume as vantagens e desvantagens dos tipos de accionamento pneumático, eléctrico e hidráulico [12, pp. 3-5] [13, pp. 1-2] [14, pp. 128-130].

Tabela 1.2 - Características principais dos diferentes tipos de accionamentos.

| Propriedades | Tipo de Accionamento | | |
|---|----------------------|-----------|------------|
| | Pneumático | Eléctrico | Hidráulico |
| Capacidade de força | □□□ | □□ | □□□ |
| Velocidade e aceleração máximas | □□□ | □□□ | □□ |
| Precisão de posicionamento | □ | □□□ | □□ |
| Operações de manutenção | □ | □□ | □□□ |
| Controlo de velocidade | Não | Sim | Sim |
| Precisão independente da carga | Não | Sim | Sim |
| Risco de explosão | Não | Sim | Sim |
| Fluído poluente | Não | --- | Sim |
| Fluído abundante na natureza | Sim | --- | Não |
| Sobre-aquecimento, degradação ou contaminação do fluído | Não | --- | Sim |
| Compressibilidade do fluído | Sim | --- | Não |
| Custo | € | € € | € € € |

Ainda há que referir que os sistemas pneumáticos são energeticamente ineficientes durante o seu funcionamento porque o aumento da energia interna do sistema requer muita energia dispendida. As fugas, embora inconvenientes economicamente, não têm uma importância determinante no desenho do sistema nem dos seus componentes que o constituem. E nunca será demais referenciar M. Pinches [15, p. 1], quando diz que a evolução da mecanização e da automação aumentou consideravelmente o uso do ar comprimido e, hoje em dia, quase todas as unidades industriais têm sistemas de ar comprimido. Já começam a surgir estudos que visam o alargamento das suas fronteiras, designadamente ao nível do posicionamento arbitrário rápido e com alta

exactidão (inferior à décima de milímetro) independentemente da carga, capaz de competir com os resultados alcançáveis com os outros tipos de accionamentos aqui referidos.

O trabalho desta dissertação está íntima e principalmente ligado a projectos que visam desenvolver novas técnicas de fixação dos dispositivos biomecânicos ao tecido biológico; novos materiais mais resistentes à fadiga; novos *designs* de próteses; estudos dos sistemas biomecânicos das articulações e dos fenómenos clínicos que acontecem regularmente em pacientes que foram submetidos à artroplastia. Foi neste contexto que investigadores do Grupo de Investigação em Biomecânica da Universidade de Aveiro (UA) projectaram uma máquina servo-pneumática, optimizada para a realização de ensaios tribológicos de fadiga em dispositivos biomecânicos.

Todos os anos são realizadas nos EUA mais de 250000 cirurgias de substituição total do joelho e mais de 180000 cirurgias de substituição total da anca. Destas, 71% relativas ao joelho e 58% das efectuadas à anca são realizadas em pacientes com mais de 63 anos de idade. Só neste país, nos próximos 75 anos está previsto um aumento de mais de 100 milhões de indivíduos nesta faixa etária. Em Portugal, o número estimado de artroplastias da anca ronda os 10000 casos anuais, ou seja, uma taxa de incidência de 100 em cada 100000 habitantes. A necessidade da substituição total da articulação da anca resulta principalmente do aparecimento de dor crónica e de disfunção na anca — osteoartrite, artrite reumatóide, osteonecróse, artrite pós-traumática e outras formas de poliartrite, alguns tumores benignos e malignos do osso, e alguns tipos de fractura da anca. A complicação mais grave ocorrida após a artroplastia total da anca é o descolamento na interface prótese-cimento e prótese-osso [16]. Não existem técnicas capazes de determinar com exactidão suficiente o grau de descolamento da prótese ao longo do tempo, as causas nem em que regiões da mesma tal acontece. É frequentemente referido que os insucessos devido ao fenómeno do descolamento asséptico estão acima dos 80%. Neste contexto, surgiu o projecto PTDC/EME-PME/70824/2006 [17], ainda em curso, que tem como principal objectivo o desenvolvimento de uma prótese de anca com capacidades sensoriais para a detecção do grau de descolamento [18], das regiões onde este vai ocorrendo ao longo do tempo e para determinar as suas causas, através de um método não invasivo que permitirá a definição de metodologias clínicas de correcção e prevenção. A informação do comportamento poderá permitir a eliminação de algumas causas de insucesso das próteses de anca convencionais. Paralelamente, baseado nestas próteses sensíveis, compreender como é que o implante da anca se comporta dentro do organismo vai permitir um diagnóstico realista que poderá conduzir a tratamentos mais adequados. Um dos seus objectivos é possibilitar que o médico tenha acesso a informações “contínuas” vitais da evolução do comportamento do implante no corpo humano. Também há que realçar os novos projectos/estudos de outros tipos de próteses, nomeadamente do ombro, do pulso e da coluna, que fazem já parte dos trabalhos do grupo de investigação, e outros que poderão fazer no futuro. É este o contexto que tem impelido o desenvolvimento de metodologias de controlo de força e posição, de exactidão cada vez mais exigentes, e ajustáveis aos desafios futuros que o avanço científico, nestas áreas, impõe sempre a qualquer trabalho de investigação que poderá ser remetido ao grupo de investigadores. De facto, nos últimos anos tem-se registado um interesse

cada vez mais acentuado da comunidade científica, em Portugal e no estrangeiro, pela área da biomecânica.

1.2 OBJECTIVOS

No seu essencial, o trabalho realizado nesta tese propõe metodologias de controlo de força e posição de uma máquina servopneumática, que simula testes de fadiga de dispositivos biomecânicos activos e passivos [19], como próteses de anca e joelho, instrumentadas ou não. Tem como principal objectivo a implementação em tempo-real de controladores não lineares que tenham um desempenho superior aos tradicionais PID lineares. Será dado maior ênfase ao controlo baseado na lógica difusa, através da realização de experiências *author-of-this-thesis-in-the-loop*, conforme ilustra a figura 1.1. É um trabalho essencialmente de implementação. De modo a disponibilizar um melhor meio de consulta para possíveis continuadores deste trabalho, justifica-se a apresentação dos diagramas de blocos e algum código MATLAB ao longo deste texto. A descrição da plataforma do sistema de controlo e monitorização e a proposta dos controladores vêm acompanhadas da avaliação dos méritos e deméritos das diferentes estratégias de controlo desenvolvidas.

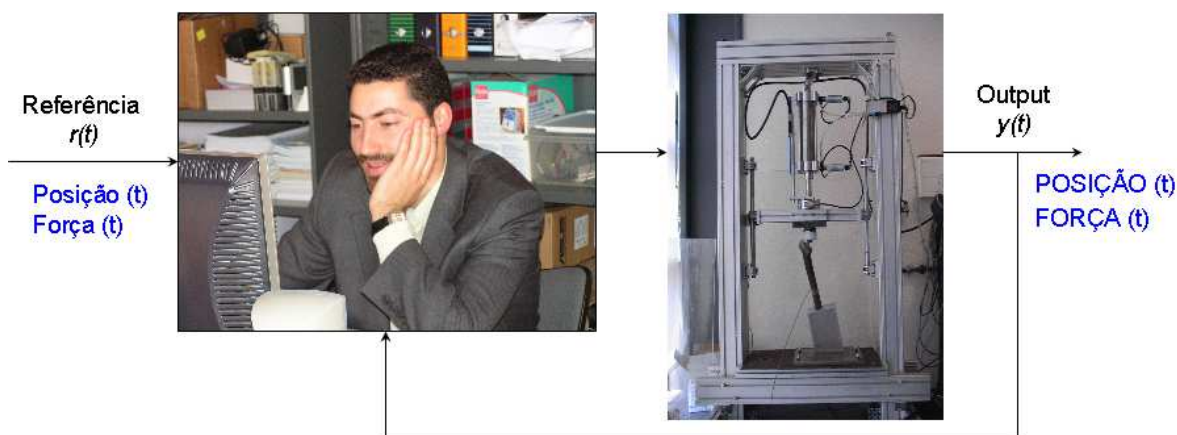


Figura 1.1 - Metodologia de controlo baseada em lógica difusa: *author-of-this-thesis-in-the-loop*.

Convém salientar que toda a plataforma instrumental (estrutura mecânica, *hardware* e instrumentação da máquina) já se encontrava projectada e montada pela equipa de investigadores do laboratório de Biomecânica do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro, aquando do início desta tese. Portanto, todo o trabalho aqui apresentado está somente relacionado com o desenvolvimento de toda a estrutura de *software* de controlo, aquisição de dados e interface do simulador de fadiga com o utilizador. O maior ênfase será dado às metodologias de controlo não linear propostas, à variação dos resultados experimentais com a variação dos parâmetros dos controladores, e à respectiva comparação com os resultados alcançados com o controlo PID linear. O trabalho foi levado a cabo em três fases:

1. Desenvolvimento de uma plataforma de *software* de controlo distribuído, aquisição de dados, comunicação e monitorização, tendo em conta a necessidade de garantir a fiabilidade dos ensaios, a autonomia do controlador, a possibilidade de controlo remoto e monitorização *web*, a fácil interacção com o utilizador, a grande flexibilidade de *upgrade* dos controladores e a versatilidade na realização de diferentes ensaios.
2. Desenvolvimento de controladores para o controlo de posição:
 - I. Desenvolvimento de controladores lineares e não lineares, nomeadamente baseados na lógica difusa e híbridos;
 - II. Comparação do desempenho dos controladores desenvolvidos.
3. Desenvolvimento de controladores para o controlo de força:
 - I. Desenvolvimento de controladores lineares e não lineares, nomeadamente baseados na lógica difusa e híbridos;
 - II. Comparação do desempenho dos controladores desenvolvidos.

A aquisição de dados para o exterior deverá ser efectuada à taxa de 100 *Hz*.

Além da contribuição científica na área do controlo automático, primeiramente direccionado para o controlo não linear de sistemas pneumáticos, esta dissertação contribui indirectamente para o avanço da engenharia biomecânica e biomédica, e de todas as áreas cujos trabalhos de investigação tenham previsto a realização de testes de fadiga ou compressão, dentro da gama de forças disponibilizadas pela máquina servopneumática.

1.3 ESTRUTURA DA TESE

A presente dissertação está organizada em sete capítulos, sendo este o primeiro capítulo.

No capítulo 2 apresenta-se a revisão bibliográfica. Começa por uma breve introdução às técnicas de controlo testadas neste trabalho, nomeadamente o controlo PID e por lógica difusa. O capítulo é finalizado com a descrição de trabalhos anteriores no controlo da força e posição de servomecanismos pneumáticos, os seus contributos e os resultados experimentais obtidos.

O capítulo 3 retrata a plataforma experimental, nomeadamente mecânica, instrumentação, plataforma de *hardware* e, por fim e de forma mais pormenorizada, a plataforma de *software* desenvolvida. Assim, pretende-se descrever a plataforma de controlo, interface com o utilizador e aquisição de dados do simulador.

No capítulo 4 são propostos algoritmos de controlo de força e posição. Será realçada a parametrização e optimização dos controladores baseados em lógica difusa, nomeadamente as curvas e superfícies de controlo obtidas com a definição das variáveis e valores linguísticos, das regras e dos conjuntos difusos. Também será defendido como a fuzificação, base de regras, mecanismo de inferência e desfuzificação dos controladores difusos foram implementados na plataforma de *software*.

O capítulo 5 é dedicado à apresentação dos resultados experimentais, comparação e avaliação do desempenho dos vários controladores.

No capítulo 6 são apresentadas conclusões e propostas de trabalho futuro.

CAPÍTULO 2

Páginas 9 - 42

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 CONTROLO PID

O controlo proporcional-integral-derivativo (PID) é uma metodologia de controlo linear cuja lei de controlo é baseada no erro da variável a controlar. Foi pela primeira vez apresentada por N. Minorsky em 1922, mas ainda hoje é encontrada na maioria dos controladores comercialmente disponíveis. Segundo algumas estimativas, mais de 90% dos controladores, actualmente em funcionamento, são controladores PID (ou nalguma das formas P, PI ou PD). São matematicamente simples, de fácil compreensão, fiáveis, e requerem baixa capacidade e custo computacional. Têm tanto destaque que são muitas as técnicas não lineares utilizadas para o ajuste dos seus parâmetros. Existem mesmo autores que referem que, em processos com perturbações imprevistas e frequentes, o método PID bem ajustado é o que apresenta melhor desempenho e robustez, excepto nos sistemas com atraso [20, p. 2]. Além disso, bastam alguns amplificadores operacionais, condensadores e resistências para implementá-lo [14, pp. 83-85], e a teoria de controlo linear está mais consolidada do que a não linear [12, p. 201]. Por um lado, é verdade que o controlo PID está massivamente estudado na literatura [14, pp. 557-615] [21, pp. 88-101, 274-276] [12, pp. 202-224] e é uma das técnicas de controlo mais populares na indústria porque, além das vantagens acima referidas, responde com desempenhos suficientes na maioria dos processos com requisitos pouco exigentes. Por outro lado, também é verdade que o avanço no desenvolvimento das técnicas de controlo não linear e da análise da complexidade deste tipo de sistemas tem potenciado o controlo de sistemas até requisitos de desempenho totalmente fora do alcance das técnicas PID lineares, independentemente do seu método de ajuste e da configuração com que se apresente. Portanto, não se realça tanto o possível abandono da utilização desta técnica pelo número de processos que pode efectivamente controlar, mas antes porque os processos tendem a ser cada vez mais complexos, e pela facilidade de implementação de algumas técnicas não lineares, que são flexíveis ao ponto de regular o desempenho desejado até às solicitações mais exigentes. Os estudos em controlo dinâmico de sistemas pneumáticos que utilizam controladores puramente lineares têm o intuito de estabelecer uma base comparativa com os métodos de controlo não lineares, ou lineares complementadas por compensações não lineares [12, p. 232].

Principalmente devido ao elevado número de configurações possíveis que pode tomar, à variação das suposições na sua aplicação (que vão desde a amplitude do ruído da variável a controlar até à estruturação da plataforma de *software*) e às diferentes não linearidades de cada processo, torna-se difícil reproduzir os resultados obtidos em publicações com importantes contribuições neste domínio. Deste modo, é muito delicada a comparação entre o desempenho da mesma configuração aplicada em processos e plataformas distintas. Não foi fixado como objectivo a análise exaustiva deste algoritmo, pela simples razão que um PID linear sempre só será um PID linear, ou seja, um controlo incapaz de se adequar por si mesmo e ultrapassar as não linearidades dos processos, independentemente da complexidade da configuração e da optimização do ajuste. Para revisões mais detalhadas, é sugerida a monografia publicada por Leva, Cox e Ruano [22]. A configuração mais conhecida do controlador PID é do tipo SISO e resulta da acção conjunta do termo proporcional ao erro, do termo proporcional ao integral do erro e do termo proporcional à derivada do erro, $u(t)=P(t)+I(t)+D(t)$, ou seja, do presente, passado e futuro do erro, respectivamente, como expressa a equação 2.1. É conhecida como PID não-interactivo (*non-interacting ideal PID structure*) [20, p. 2]. O ajuste dos parâmetros K_p , T_i e T_d modificam as propriedades dinâmicas do controlador. Alguns autores apontam restrições à sua implementação [22, p. 25-28].

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) \cdot dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.1)$$

É condizente que um controlador que simplesmente emite uma resposta proporcional ao erro pode conduzir a um “bom” desempenho do sistema e, assim, evita-se a preocupação e o tempo investido no projecto de um controlador mais evoluído. O controlador proporcional ($T_i = \infty$ e $T_d = 0$) não elimina o erro estacionário, sendo este função da carga. O aumento deste ganho implica um menor o tempo de subida, mas mais estreito será o intervalo de variação permitido do erro para evitar a instabilidade. Uma medida útil para o projecto deste tipo de controlador é a banda proporcional (BP), que é definida como a percentagem de variação do erro que causa uma variação de 100% na saída do controlador. Tipicamente, $BP \in [2\%, 500\%]$. Tem ainda a desvantagem de poder conduzir o sistema ao movimento em pequenos degraus quando a referência é constante.

O controlador integral puro ($K_p = 0$ e $T_d = 0$) produz uma função de transferência com um pólo na origem, portanto elimina erros estacionários com entradas de referência constantes, desde que seja verificada a estabilidade da malha de controlo e apesar da (possível) presença de perturbações. Independentemente da contribuição proporcional, a contribuição do integral não se esgota enquanto o erro não se anular, definição de acção de controlo que olha para o histórico/evolução do erro, mas que demora um tempo considerável na produção de uma resposta de uma certa grandeza. Contudo, o seu atraso de fase de 90° pode, adversamente, afectar a estabilidade do sistema em malha fechada. Um outro senão é o aumento (teoricamente para infinito) do tempo necessário para que o sistema entre no regime estacionário. Não se encontram registos da sua aplicação isolada em problemas de controlo, nem do controlador puramente

derivativo. O efeito da derivada ($K_p = 0$ e $T_i = \infty$) é prestar atenção à variação dos erros para garantir a sua correcção antecipada. A sua contribuição é zero quando o valor do erro é constante e constitui-se como um efeito estabilizador do sistema, contribuindo também para a melhoria da resposta transitória. Carneiro [12, pp. 206-207] mostra que a acção proporcional e derivativa (PD) pode ser interpretada como uma acção proporcional ao valor previsto do erro em $t+T_d$, como realça a equação 2.2. Assim, a dependência do sinal de controlo com a direcção e velocidade das variações do erro traduz-se numa resposta avançada T_d unidades de tempo. A figura 2.1 mostra que a componente derivativa somente é vantajosa caso se verifique uma boa previsão, e para isso T_d não deve ser demasiado elevado relativamente à dinâmica do erro.

$$e(t + T_d) \approx T_d \frac{de(t)}{dt} + e(t) \quad (2.2)$$

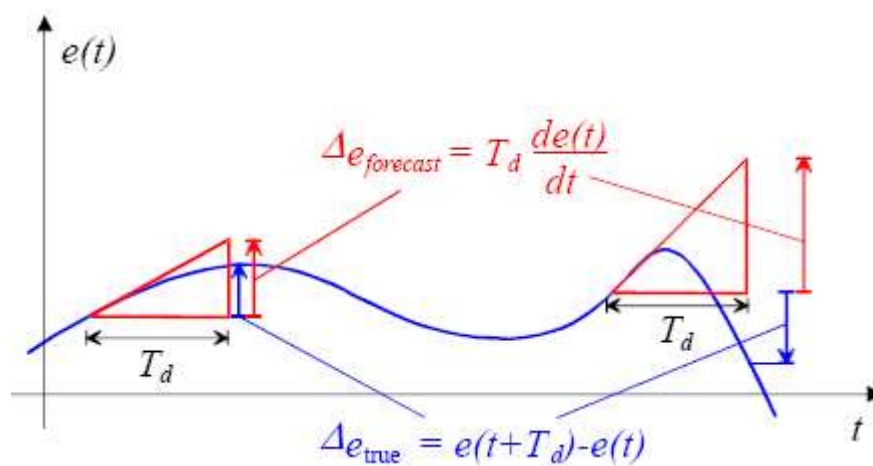


Figura 2.1 - Papel da componente derivativa.

Se o ganho da acção derivativa não for limitado, pode atingir valores suficientes para actuar no processo sob a forma de saltos bruscos e descontrolados quando o sinal do erro incorporar ruído de alta frequência ou na resposta ao degrau. É facto conhecido que a amplitude da acção derivativa depende linearmente da frequência do ruído na medição e, assim, pode assumir valores excessivos caso a frequência do ruído seja elevada. A solução passa por filtrar as altas frequências do sinal do erro antes de ser executada a operação de derivação.

O controlador PI é um compensador de atraso. Possui um zero em $s = -1/T_i$ e um pólo em $s = 0$, que determina ganho infinito na frequência nula. O aumento da ordem do sistema em 1 explica a sua natureza menos estável, e a lenta velocidade da sua resposta é explicada pela sua natureza atenuadora de componentes de alta frequência do sinal. Isto mostra o quão necessário é ser cuidadoso na escolha dos seus parâmetros de ajuste. O controlador PD é um compensador de avanço e filtro passa-alto. Melhora as características de resposta temporal e a estabilidade do sistema, e aumenta a banda passante, garantindo um tempo de subida menor. Por outro lado, o seu desempenho mantém-se inalterado por curtos períodos de tempo de funcionamento da planta, exigindo o frequente reajuste (manual ou automático) dos seus parâmetros.

Quando K_p , T_i e T_d são não-nulos, agrupam-se linearmente os três modos e, assim, as suas vantagens e desvantagens. É um compensador de atraso e de avanço. A acção do controlador PI ocorre na região de baixa frequência e a acção do controlador PD ocorre na região das altas frequências, o que permite melhorar o desempenho transitório e estacionário. As equações 2.3, 2.4, 2.5 e 2.6 apresentam outras configurações (igualmente populares) do controlador PID, nomeadamente a paralela (*parallel ideal PID structure*), a interactiva ou em série (*interacting PID structure*) [20, p. 2] [23, p. 17], ISA PID [12, p. 207] [22, pp. 26-28] e o 2 PID [21, p. 276].

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) \cdot dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.3)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{T_d s + 1}{(T_d / N)s + 1} \right) \quad (2.4)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{(T_d / N)s + 1} \right) \quad (2.5)$$

$$u(t) = K_p \left(\left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) \cdot dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) - \left(ar(t) + bT_d \frac{dr(t)}{dt} \right) \right) \quad (2.6)$$

A única diferença entre a configuração da equação 2.5 e da equação 2.1 é que a própria configuração do controlador já incorpora um filtro passa-baixo ao termo derivativo de constante de tempo T_d/N . Este bloco, também presente na equação 2.4, comporta-se como um derivador ideal nas baixas frequências e o seu ganho não excede N nas altas frequências. Os autores apresentam diferentes gamas quanto ao valor que N pode tipicamente tomar: Carneiro refere valores entre 8 e 20 [12, p. 207], Carvalho apresenta entre 10 e 100 [21, p. 274].

Fuccin [23, p. 17] apresenta expressões de conversão entre algoritmos série e paralelo. A figura 2.2 apresenta as configurações típicas dos controladores paralelos e séries.

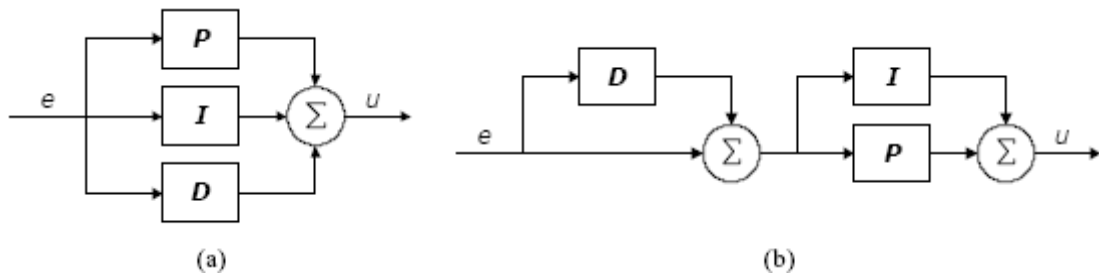


Figura 2.2 - Configurações paralelo (a) e série (b) do PID.

Segundo o mesmo autor, o ajuste dos parâmetros na configuração série é mais simples e intuitiva, porém a configuração paralela conduz a melhores desempenhos. Os parâmetros da forma série possuem sempre parâmetros equivalentes na forma paralela, contudo a forma série só consegue reproduzir a forma paralela para casos onde $T_i \geq 4T_d$, caso contrário K_p , T_i e T_d tornam-se complexos. A figura 2.3 apresenta a razão entre as constantes de tempo integral e derivativa das configurações paralelo e série. A equação 2.6 evidencia um PID tipo MISO, onde $r(t)$ é o valor de referência do sistema de controlo, a e b são constantes que permitem alterar os zeros do controlador sem alterar os pólos em malha fechada do sistema.

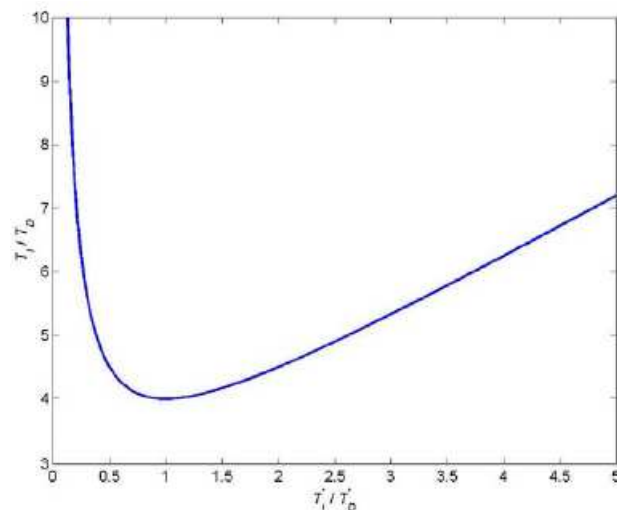


Figura 2.3 - Razão entre as constantes de tempo integral e derivativa das configurações paralelo e série.

Os métodos de ajuste dos parâmetros do PID são divididos em 3 classes: por malha aberta, malha fechada e ajuste inteligente. Existem mais estudos sobre métodos de ajuste do que no próprio algoritmo de controle [24, p. 188]. Castrillón comparou 24 métodos para o ajuste dos parâmetros do PID [25] e, à vasta lista, ainda se pode acrescentar a contribuição de Oliveira [26] numa publicação intitulada “*Please no More PID Tuning Rules*”, onde refere a existência de, pelo menos, 154 e 258 métodos de ajuste para PI e PID, respectivamente. E, apesar desta insistência por parte da comunidade científica, uma grande percentagem de controladores PID em serviço continuam insatisfatoriamente ajustados e, mesmo que estivessem optimamente ajustados, continuariam a ser somente controladores PID. Alguns dos métodos de ajuste dos parâmetros do PID mais populares são: Ziegler-Nichols, Shinskey, Cohen-Coon, IAE, Tyreus-Luyben e Ciancone-Marlin. Carvalho [21, p. 97] apresenta as fórmulas de ajuste dos primeiros 3 métodos acima referidos. Além dos problemas inerentes à aplicação dos métodos de malha aberta e fechada, não existem “ajustes globais óptimos”. Estes dependem do critério utilizado, mas também do tipo de perturbação que pode ocorrer no processo. Apesar disso, é provável que as fórmulas não produzam exactamente o tipo de resposta desejado, uma vez que não leva em conta as especificações exigidas pelo operador para o controlo do sistema. Uma das provas disto é que se considera o controlador PID optimamente ajustado quando a resposta do sistema ao degrau apresenta um amortecimento de um quarto de amplitude [21, p. 96]. Portanto, a sua máxima contribuição é fornecer bons indicadores iniciais para uma aproximação iterativa. Segundo Oliveira [26, pp. 126-127], em alguns casos o operador pode ser responsável por centenas de processos de controlo com diferentes dinâmicas e (mudanças de) especificações. Considerando o elevado número de métodos de ajuste de PIDs, as possíveis lacunas do operador quanto a conhecimentos apropriados nestas matérias e o tempo limitado que ele pode dedicar a cada processo, a existência de um método universal de ajuste seria bastante vantajosa.

A combinação linear do passado, do presente e do futuro do erro não é a melhor solução para responder a exigentes requisitos de desempenho da resposta do sistema. Contudo, um parêntesis deve ser feito para realçar que existem técnicas não lineares que conseguem imitar (muito

facilmente) o comportamento do PID. É verdade que as propostas de PID não lineares (NPID) [27] [28] [29] trouxeram um novo fôlego à capacidade de se transformar o PID numa metodologia, afinal de contas, de baixo custo, intuitiva e simples de implementar, eficaz e com melhor desempenho do que o PID linear, sem utilizar intensivamente os modelos matemáticos dos processos. Por tudo isto, explora a capacidade de utilização em inúmeros problemas de controlo industrial. A ideia fundamental do NPID para ultrapassar as limitações do típico PID linear é acrescentar a este últimas características não lineares, das quais se destacam os ganhos. Permite, por exemplo, ultrapassar o problema do *anti-windup*; a definição de uma componente integral não linear que não afecta a estabilidade e velocidade de resposta do sistema; a implementação de uma componente derivativa não linear imune ao ruído; e até incluir uma componente proporcional com elevado ganho para pequenos erros, de modo a eliminar o erro em regime estacionário. A equação 2.7 apresenta as equações genéricas do NPID [27, p. 1514] [29, p. 4580].

$$\begin{aligned}
 u &= K_P |e|^{\alpha_P} \text{sign}(e) + K_I |e|^{\alpha_I} \text{sign}(e_I) + K_D |e|^{\alpha_D} \text{sign}(e_D) \\
 e_I &= \int_0^t e(t) dt \\
 e_D &= \frac{de(t)}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

α_P , α_I e α_D são constantes que definem as não linearidades do NPID. Han explorou vários mecanismos não lineares e propôs o uso da função $\text{fal}(x, \alpha, \delta)$ (equação 2.8) para substituir $|e|^\alpha \text{sign}(e)$ [27, p. 1514], de modo a enaltecer as propriedades numéricas do algoritmo. A análise gráfica da figura 2.4 mostra que a função $\text{fal}(x, \alpha, \delta)$ introduz uma pequena região linear na função do ganho [29, p. 4581], limitando o ganho a $K\delta^{1-\alpha}$ na vizinhança da origem.

$$\text{fal}(x, \alpha, \delta) = \begin{cases} |x|^\alpha \text{sign}(x), & |x| > \delta \\ x / \delta^{1-\alpha}, & |x| \leq \delta \end{cases} \quad \delta > 0 \tag{2.8}$$

O objectivo é evitar um ganho excessivo quando o erro é pequeno, o que é conhecido causar variações de alta frequência na resposta de variados processos. Isto prova ser um método eficaz ao fazer o compromisso entre a eficácia do NPID e a sensibilidade da largura de banda e do ruído. Portanto, o controlador não linear pode ser desenvolvido para só adicionar a componente integral na vizinhança do regime estacionário, de modo a eliminar o erro de regime estacionário sem causar ganhos de elevadas proporções que poderiam provocar instabilidade. Assim, os problemas como a saturação ou o atraso de fase podem ser evitados, ou pelo menos diminuídos, aplicando o controlo integral apenas na região onde o erro é pequeno [28, p. 181]. O mesmo raciocínio pode ser aplicado à componente derivativa: de modo a evitar a amplificação de ruído, o controlador pode ser parametrizado para assegurar que a acção da componente derivativa só é activada nas regiões onde o erro não é pequeno. É aconselhável definir $\alpha_D > 1$ para que seja possível uma melhor prevenção de ocorrência de *overshoot*, principalmente no seguimento de transientes onde o erro é relativamente elevado.

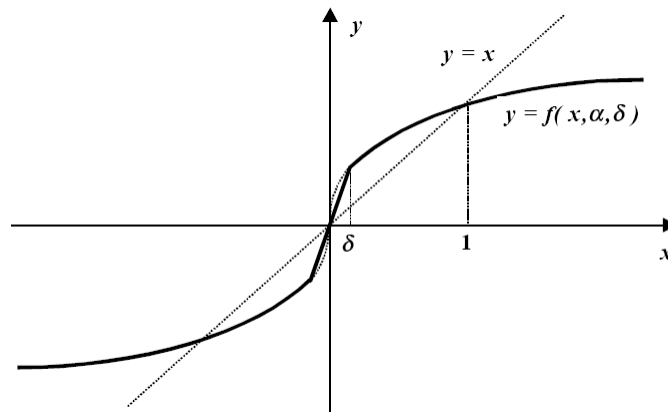


Figura 2.4 - Comparação dos ganhos lineares e não lineares do PID.

O desempenho dos NPID é melhor que o PID porque direcciona-se para a intuição que o projectista encontra na resolução dos problemas [29, pp. 4579-4580]. É facto que muitos controladores baseados em lógica difusa podem ser parametrizados para exhibir este tipo de características na superfície de controlo. Os métodos que estão a “ajudar” o típico PID são, não raras vezes, os mais conhecidos e aplicados métodos de controlo não lineares, como por exemplo a lógica difusa, o controlo robusto, o preditivo/adaptativo, por superfície de deslizamento, os algoritmos genéticos, as redes neuronais, o *population based incremental learning* o *particle swarm optimisation algorithm*, etc. Em muitos processos industriais, os modelos matemáticos dos processos não são facilmente disponibilizados e, mesmo que existam, as leis de controlo podem ser muito dependentes da exactidão do modelo e, assim, podem originar problemas de robustez. Paralelamente, há uma necessidade crescente do controlo não linear, principalmente devido ao aumento da complexidade/funcionalidade, às mudanças rápidas de produção, à precisão superior e às gamas de funcionamento alargadas (requisitos de elevado desempenho no comportamento em grandes e pequenos sinais). Nos últimos 40 anos, a teoria de controlo moderno apresentou um grande progresso, mas a exigência de conhecimentos em análise matemática necessários para entender estas técnicas, a suposição de linearidade e invariância no tempo e a sua dependência no modelo matemático do processo, limitam a sua utilização pela maioria dos projectistas. Principalmente por esta razão, o avanço da teoria de controlo tem encontrado muitas dificuldades no processo de transferência para a tecnologia avançada. Considerando os excelentes mecanismos de controlo com realimentação encontrados na natureza, Han [29, p. 4579] conclui que devem existir leis de controlo de desempenho muito superiores às imensas restrições da teoria de controlo corrente.

2.2 CONTROLO BASEADO EM LÓGICA DIFUSA

Um bom ponto de partida será apresentar o testemunho de Steve Marsh, director de operações da Motorola, para sublinhar potencialidades do controlo por lógica difusa (FLC):

“Eu tinha acabado de chegar ao Japão. A minha primeira reunião de negócios estava agendada para essa mesma tarde mas o avião tinha-se atrasado uma hora. Corri para o hotel ainda com a leve esperança de chegar a tempo para a reunião. O hotel estava com muito movimento. Carreguei no botão para chamar “o elevador” e, após um muito curto espaço de tempo, a porta abriu-se. Carreguei no botão para o 9º piso. A porta fechou-se, e imediatamente abriu-se outra vez. Tendo pouca paciência para elevadores estúpidos (especialmente quando estou com pressa), sussurrei alguma coisa e carreguei novamente no botão para ir para 9º piso. Mas foi quando percebi que já lá estava. De alguma maneira o elevador tinha-me movimentado 9 pisos de forma incrivelmente rápida e somente perceptível usando a concentração. Os meus contactos no Japão disseram-me que o elevador era controlado por lógica difusa e que era 30% mais eficiente que os elevadores tradicionais” [30, p. xvii]. O Prof. Lotfi Zadeh, considerado o pai da lógica difusa, escreveu que “na maior parte dos casos, poderemos desenvolver a mesma solução sem recorrer à lógica difusa, mas com a lógica difusa é mais rápido e barato” [31, p. 16]. Para complementar este *momento marketing*, sublinha-se que até é possível encontrar esta metodologia aplicada em aviões/naves espaciais (dos quais, vaivéns espaciais da NASA), automóveis (onde se incluem os mecanismos de condução autónoma), sistemas de fabrico, sistemas de controlo de potência, controlo de processos, robótica, comboios, metros, máquinas de lavar, câmaras de vídeo, entre muitos outros [32, p. 14]. A sua principal aplicação é o controlo automático, porém não se pretende fazer com este método o que é feito eficientemente por outros métodos mais simples.

A realidade é não linear. O próprio controlo manual é tipicamente não linear, por exemplo, o controlo *on-off*. O FLC conhece esta realidade ao espelhar quatro características únicas, que o tornam notável no universo de metodologias de controlo não linear: interpreta o contexto de onde se desenrola o processo de controlo, abstrai-se do modelo matemático desse mesmo processo, é parametrizado segundo uma linguagem intuitiva e “nativa”, e é inteligente. Ainda há a observar que o FLC [31, pp. 17-18]:

1. *Tem inerentes capacidades para lidar com as não linearidades dos processos.* Já foi provado que um conjunto finito de variáveis, valores e regras difusas pode aproximar-se tão exactamente quanto desejado de qualquer que seja a função não linear contínua [33]. Consegue realizar qualquer acção de controlo não linear e modelar qualquer sistema não linear [34]. Consegue actuar com elevado desempenho em processos de elevadas não linearidades. O FLC é uma forma conveniente de mapear um espaço de entrada num espaço de saída através da codificação do senso comum que, muito provavelmente, fecunda numa boa decisão. Portanto, é um método particularmente adequado para encontrar uma qualquer função f , desconhecida, que efectua o mapeamento entre a entrada u e a saída y do sistema. Para efectuar esse mapeamento, utiliza-se um formalismo amigável para representar e implementar as ideias do ser humano de como

conseguiria efectuar essa tarefa com determinada exactidão. Assim, poderemos utilizar esta estrutura algorítmica *model-free approach* para dotar as unidades de processamento da capacidade de “pensar como o homem”. Isto é intrinsecamente útil à medida que aumentam os efeitos das não linearidades, porque as linearizações em torno de pontos de funcionamento do sistema tornam-se cada vez mais desapropriadas. E convém sempre realçar que as não linearidades não são desejadas nem indesejadas: elas simplesmente existem na natureza e, por isso, é necessário assumi-las.

2. *É conceptualmente de fácil compreensão*, devido à “naturalidade” da sua abordagem e à simplicidade dos seus conceitos matemáticos.
3. *É extremamente flexível*, porque permite facilmente a alteração das suas curvas ou superfícies de funcionamento ou acrescentar funcionalidades ao sistema de controlo.
4. *É construído a partir da experiência ou de conhecimentos já adquiridos pelo expert*. O FLC é uma metodologia para representar, manipular e implementar o conhecimento heurístico humano sobre como controlar o sistema convenientemente. Na maioria das aplicações que usam o FLC, o ponto de partida é a solução já encontrada pelo expert. Isto contrasta directamente com a metodologia do controlo por redes neuronais, que se baseia na aprendizagem do mundo que o rodeia a partir de pouco ou nenhum conhecimento das propriedades físicas dos modelos.
5. *Pode actuar em conjunto com outras técnicas de controlo*, ou ser modelado para esse efeito. O FLC não substitui necessariamente as outras técnicas de controlo. O recurso a soluções híbridas pode ser uma ajuda valiosa na modelação da solução humana.
6. *É baseado numa linguagem natural para o ser humano*. Uma das razões do sucesso do FLC consiste na sua metodologia que “fala a linguagem humana”. Baseia-se nas estruturas da linguagem utilizadas pelas pessoas no seu dia-a-dia, tirando partido da longa evolução da comunicação do ser humano para serem eficientes e eficazes (neste ponto de vista, as redes neuronais também tiram partido da longa história da aprendizagem). Portanto, a transmissão do nosso conhecimento para o FLC é efectuada com recurso a descrições ao mais alto nível e de acordo com a abstracção e percepção do ser humano. A evolução das linguagens de programação computacionais dá provas da necessidade de se desenvolver uma linguagem de comunicação (cada vez mais) “natural” (para a natureza humana) com os sistemas computadorizados e, assim, com os próprios processos a controlar. A programação é o processo de translação de uma solução que está na mente do programador para uma linguagem que o computador (ou microcontrolador) entende. Já é comum o uso das linguagens chamadas de alto nível (C, C++, etc), e a abstracção continuará a aumentar para que seja cada vez mais simples “comunicar” com a unidade de processamento até transformar os pensamentos humanos cercados de contextualidade numa semântica precisa e de sintaxe sólida.
7. *É tolerante à imprecisão*. O FLC consegue modelar de forma desejada as imprecisões generalizadas do mundo real e assegurar que serão obtidos os objectivos de precisão do sistema de controlo, obviamente tendo em conta as restrições dinâmicas da planta.

Consegue oportunamente associar contexto (ou significado) e precisão, de modo a modelar a própria importância relativa à precisão. Assim, é possível “ensinar” o controlador sobre o que é o “exactamente correcto” e o “aproximado” e qual a atitude que deve tomar em cada situação. Portanto, o FLC deve ser entendido como “alguém” (o artificial *decision maker* ou o “*human-in-the-loop*”) que opera em tempo real no controlo em malha fechada e que, como fazem os humanos desde tempos remotos, domina a fronteira entre significado e precisão. A lógica difusa evita os detalhes ou pormenores desnecessários sem esquecer a precisão.

Lotfi Zadeh diz ainda que “a maior contribuição da lógica difusa é a sua metodologia para processamento e programação com palavras – uma metodologia baseada no conceito de variáveis linguísticas e no cálculo de regras difusas” [30, p. xvi]. O conceito fundamental do FLC é que a sua interface com o programador é baseada em variáveis linguísticas que são palavras e não números e, portanto, utiliza uma abstracção que “processa com palavras em vez de números”. Contrasta com a filosofia das linguagens de programação tradicionais porque se adapta ao raciocínio humano, e não o raciocínio humano à “compreensão do processador”. As palavras, como são conceptualmente menos precisas que os números, permitem a exploração da imprecisão à tolerância, tornando a sua utilização mais próxima do raciocínio humano e com a “consciência” da importância do contexto na resolução dos problemas, como exemplifica *exactamente* a figura 2.5.



Figura 2.5 - Relação entre precisão e contexto [31, p. 15].

Este tipo de “controlo inteligente” deve ser visto como um objectivo e não como uma realidade adquirida. De facto, não se pretende substituir um sistema biológico, mas antes replicar funções de um sistema biológico inteligente que ajude a resolver problemas de controlo. Contudo, a emulação de funções biológicas inteligentes é difícil. O sistema de controlo difuso é um

mapeamento não linear estático entre as suas entradas e saídas [32, p. 52]. O diagrama de blocos elementar de um sistema de controlo difuso está representado na figura 2.6. Incorpora essencialmente 6 elementos: o pré-processamento, a interface de fuzificação, o mecanismo de inferência, a interface de desfuzificação e o pós-processamento. Muito sucintamente, o bloco de fuzificação converte as entradas em conjuntos difusos, o mecanismo de inferência usa regras difusas de uma base de regras para produzir conclusões difusas e a desfuzificação converte estas conclusões difusas em saídas numéricas. Importa apresentar alguns conceitos antes de aprofundar a descrição da estrutura dos controladores baseados em lógica difusa. Para descrições mais detalhadas, deve ser consultado [32, pp. 23-89].

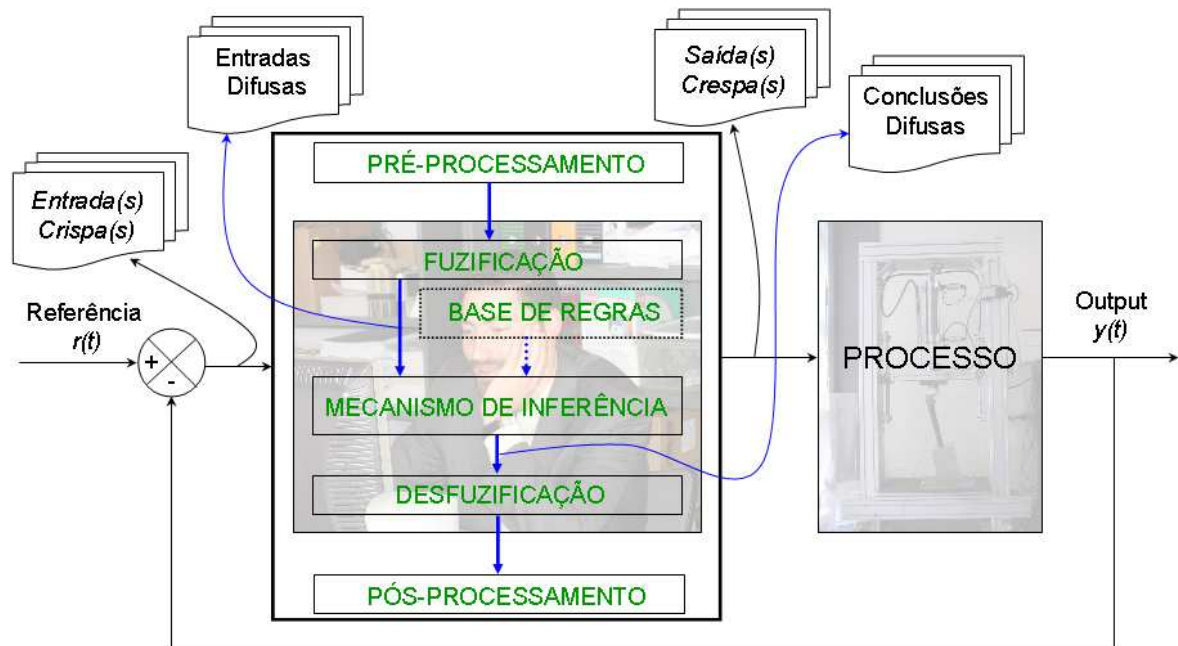


Figura 2.6 - Controlador difuso na malha de realimentação.

2.2.1 UNIVERSO DE DISCURSO

Os espaços das entradas e das saídas estão definidos num universo de discurso (ou domínio), mas não são conjuntos difusos. Na maioria das aplicações práticas, os universos de discursos Φ_i são simplesmente conjuntos/intervalos ou subconjuntos de números reais (números crespos) definidos em $[\alpha, \beta]$. Ao longo desta dissertação surgirá a oportunidade de apresentar um universo de discurso que se restringe a um conjunto de números inteiros.

2.2.2 VARIÁVEIS E VALORES LINGUÍSTICOS

Na especificação das regras para a construção da base de regras, é pedido ao *expert* a definição de variáveis linguísticas que descrevam as entradas u_i e saídas y_i numéricas: é o caso de $LVAR_1$ = “erro de posição”. Estas variáveis linguísticas tomam valores linguísticos que descrevem as características das variáveis linguísticas: por exemplo, é o caso de “NB”, que é uma abreviatura

de “*Negative Big*”. Assim, se for definido LV_i^j o j valor linguístico da variável linguística $LVAR_i$, definida num determinado universo de discurso Φ_i , e se existirem valores linguísticos definidos nesse universo de discurso, então o conjunto de valores pode ser expresso por:

$$LV_i = \{LV_i^j : j = 1, 2, \dots, N_i\} \quad (2.9)$$

2.2.3 REGRAS LINGUÍSTICAS

A grande particularidade do FLC é que dá a oportunidade ao programador para escrever um conjunto de regras que o controlador difuso interpretará de modo a emular o processo da tomada de decisão “biologicamente inteligente”. A metodologia consiste em converter as variáveis de entrada em termos linguísticos, usando funções chamadas “de pertença”; consultar uma base de regras que agrega um conjunto de condições/regras *if-else* para avaliar o valor linguístico; e fornecer um valor de saída. O típico controlador FLC pode ter as seguintes regras linguísticas:

1. **Se** erro de posição é NEG e derivado do erro de posição é NEG **então** saída é NB
2. **Se** erro de pressão é -2 e derivada do erro de pressão é 2 **então** saída é 0.
3. **Se** x é A **então** $u = f(u)$.
- ...
- n-1. **Se** <proposição difusa> **então** <proposição difusa>.
- n. **Se** premissa **então** consequente.

A colecção das regras é designada de *base de regras*. Geralmente, as entradas estão associadas com a premissa (ou antecedente) e as saídas com o consequente. O mapeamento das entradas para as saídas é, em parte, caracterizado por este conjunto de condições, cuja conectividade é sempre lógica. Devem ser especificadas R regras distintas entre si que não entrem em conflito, embora não seja obrigatório definir todas as possíveis combinações que relacionam cada um dos valores linguísticos das entradas e das saídas. As primeiras duas regras são um protótipo de regras do sistema de inferência de Mamdani. O protótipo de uma regra do sistema de inferência de Takagi-Sugeno pode ser encontrado na regra 3, porque o seu consequente é uma combinação linear das entradas. Se N_i for designado o número de valores linguísticos em cada universo de discurso (ou de cada entrada) e n o número de entradas, então o número máximo de regras é dado por:

$$\prod_{i=1}^n N_i = N_1 \cdot N_2 \cdot \dots \cdot N_n \quad (2.10)$$

Claramente, o número de regras aumenta exponencialmente com o número variáveis linguísticas (ou entradas do controlador) e/ou com o número de valores linguísticos (ou funções de pertença, que serão abordadas em 2.2.4). Uma forma conveniente de apresentar o conjunto de regras onde não existam muitas entradas (menor ou igual a duas ou três) é a representação numa tabela. Os controladores podem ser aplicados a problemas SISO, MIMO, MISO ou até mesmo SIMO.

2.2.4 FUNÇÕES DE PERTENÇA

As funções de pertença são curvas que definem como cada ponto do espaço das entradas é mapeado para um valor de pertença (ou grau de pertença) no espaço $[0, 1]$. Representa a certeza de que uma entrada numérica pode ser considerada um determinado valor linguístico. Se for definido LV_i^j como um valor linguístico específico para a variável linguística $LVAR_i$, definida no universo de discurso Φ_i , então a função $\mu(u_i)$ associada a LV_i^j , que mapeia Φ_i em $[0, 1]$, é chamada *função de pertença*. Assim, a função de pertença descreve a certeza que uma entrada u_i pode ser considerada linguisticamente como LV_i^j . Por exemplo, é possível fazer corresponder várias curvas para classificar a altura de cada pessoa. Poder-se-á definir que uma pessoa é alta quando mede mais de 1.80 m, mas pode ser absurdo considerar uma pessoa baixa quando mede 1.79 m, como evidencia a figura 2.7 (a). Além disso, se é dito “ele é alto”, a função de pertença deve ter em conta se está a ser referida uma criança de 6 anos ou um adulto. Este tipo de distinção pode ser ultrapassado com outras funções de pertença que definam uma transição mais realista entre *não muito alto* e *alto*. Assim, a figura 2.7 (b) mostra que é legítimo admitir que todas as pessoas são altas num determinado valor, mas umas podem ser significativamente mais baixas que outras.

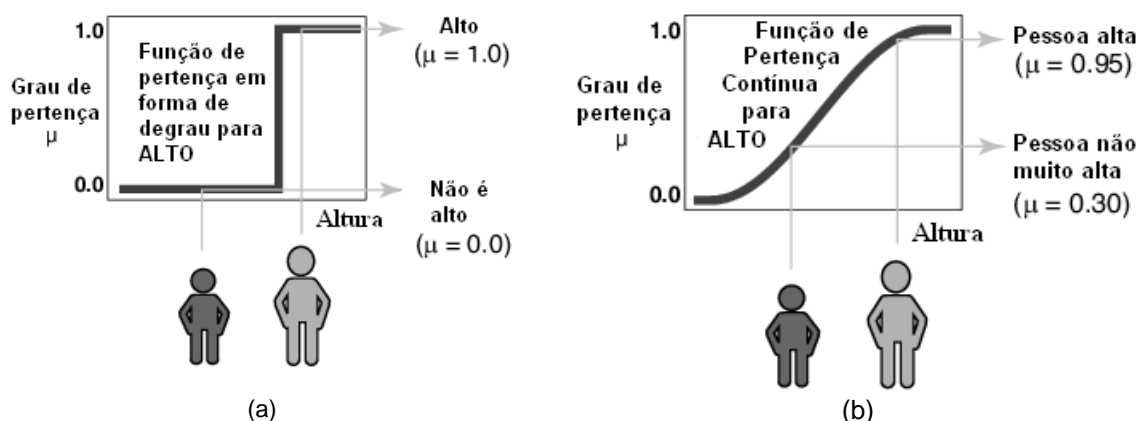


Figura 2.7 - Funções de pertença descontínua (a) e contínua (b) para o valor linguístico ALTO.

A definição de função de pertença implica subjectividade, mas sem esquecer a objectividade. Do mesmo modo, poderemos definir funções de pertença que podem averiguar a proximidade da variável linguística $LVAR = \text{"erro"}$ à vizinhança do erro nulo. Esta metodologia, que permite adicionar a componente integral somente nesta vizinhança, de modo a evitar a sua contribuição para a instabilidade, será abordada com mais pormenor no capítulo 4. A figura 2.8 (a) apresenta uma função de pertença descontínua que apenas informará o controlador do sistema se o estado da entrada u_i está ou não está nessa zona; com a função de pertença da figura 2.8 (b), o controlador pode “preparar-se” para a entrada na vizinhança do erro nulo. Existem muitas outras escolhas possíveis para a forma das funções de pertença. Contudo, cada uma delas fornece um significado diferente para os valores linguísticos que quantificam [32, pp. 56-57].

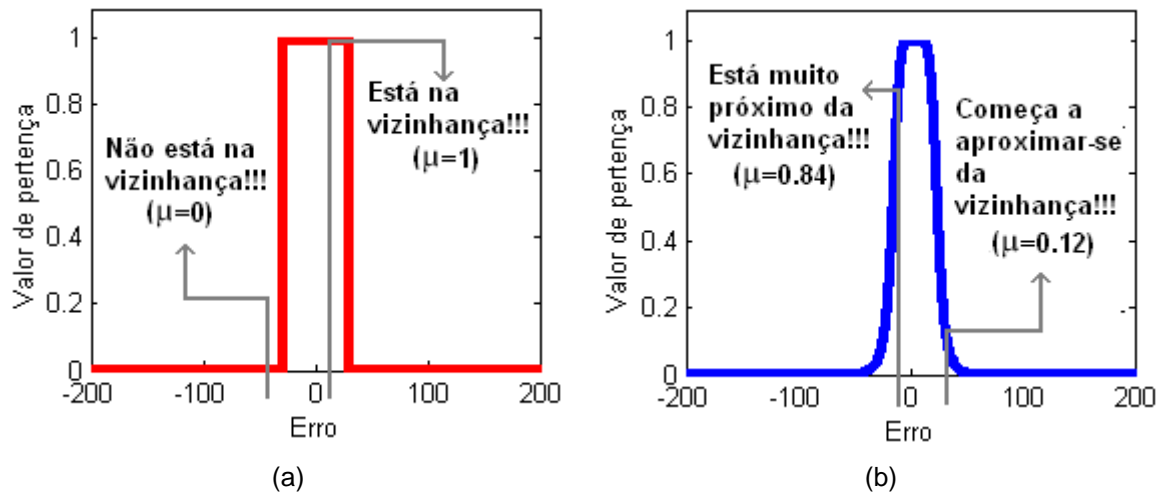


Figura 2.8 - Funções de pertinência descontínua (a) e contínua (b) para o valor linguístico INTEGRAL.

2.2.5 CONJUNTOS DIFUSOS

Dada uma variável linguística $LVAR_i$ com um valor linguístico LV_i^j definido no universo de discurso Φ_i , e uma função de pertinência $\mu_{CD_i^j}(u_i)$ que mapeia Φ_i em $[0, 1]$, o conjunto difuso CD_i^j é definido como:

$$CD_i^j = \{u_i, \mu_{CD_i^j}(u_i) : u_i \in \Phi_i\} \quad (2.11)$$

Por exemplo, se for definido como entrada numérica u_1 o erro de posição, a variável linguística $LVAR_1 = \text{"ACTIVAR COMPONENTE INTEGRAL"}$ e o valor linguístico $LV_1^1 = \text{"DENTRO DA VIZINHANÇA"}$, então CD_1^1 é um conjunto difuso cuja função de pertinência descreve o grau de certeza que a entrada numérica do erro de posição u_i , com universo de discurso $[-200, 200]$ (mm), possui de valor linguístico LV_1^1 e, portanto, o grau de certeza de se encontrar na vizinhança de erro nulo.

2.2.6 ESTRUTURA DO CONTROLADOR DIFUSO

Os mecanismos de inferência mais populares são o de Mamdani e o Takagi-Sugeno. As próximas secções tratam pormenorizadamente o primeiro (2.2.6.1 a 2.2.6.4), mas será dada uma visão global do segundo na secção 2.2.6.5.

2.2.6.1 Pré-processamento

Geralmente, antes de converter as entradas numéricas em conjuntos difusos é necessário realizar certas operações como: filtrar ruídos; integração e derivação de sinais; normalização ou transformação de determinado universo de discurso Φ_1 para um outro Φ_2 ; arredondamentos;

etc. Existe *hardware* que só permite trabalhar com números inteiros, o que pode exigir a alteração do universo de discurso das entradas do controlador difuso como resposta a esta restrição. Contudo, este pré-processamento pode levar o controlador a oscilar em torno da referência ou, até mesmo, à instabilidade. Como se verá em capítulos seguintes, este é o principal problema da implementação de um controlador difuso no FPGA.

2.2.6.2 Fuzificação

Os conjuntos difusos são utilizados para quantificar a informação da base de regras. Para isso, torna-se necessário especificar como serão convertidas as entradas numéricas $u_i \in \Phi_i$ em conjuntos difusos. O processo de fuzificação é o acto de transformar cada uma das entradas u_i em valores numéricos das funções de pertença, que estão definidas para essas mesmas variáveis, ou seja, determinar o grau a que pertencem a cada conjunto difuso estabelecido, através das funções de pertença. Se for definido Φ_i^{FUZ} o universo de discurso do conjunto de possíveis conjuntos difusos definidos em Φ_i , a fuzificação transforma $u_i \in \Phi_i$ para um conjunto difuso FUZ_i , através de um operador F (equação 2.12 e 2.13), geralmente do tipo impulso, que produz uma função de pertença que produzirá $\mu_{FUZ_i}(x) \in \Phi_i^{FUZ}$, de acordo com a equação 2.14.

$$F : \Phi_i \rightarrow \Phi_i^{FUZ} \quad (2.12)$$

$$F(u_i) = FUZ_i \quad (2.13)$$

$$\mu_{FUZ_i}(x) = \begin{cases} 1, & x = u_i \\ 0, & \text{Outro} \end{cases} \quad (2.14)$$

2.2.6.3 Mecanismo de Inferência

O mecanismo de inferência envolve geralmente duas etapas: (1) determinar a relevância de cada regra para o estado das entradas u_i (também designado por *matching*), ou seja, calcular o grau de satisfação de cada regra; (2) retirar conclusões, usando o valor das entradas u_i e a informação da base de regras (também designado por *inference step*).

2.2.6.3.1 Matching

Considerando $CD_1^j \times CD_2^k \times \dots \times CD_n^l$ o conjunto difuso representativo da premissa da regra i , o *matching* envolve a execução de dois passos:

1. *Combinar as entradas com a premissa das regras.* Envolve quantificar as premissas, encontrando os conjuntos difusos $MAT_1^j, MAT_2^k, \dots, MAT_n^l$ com as funções de pertença:

$$\begin{aligned}\mu_{MAT_1^j}(u_1) &= \mu_{CD_1^j}(u_1) * \mu_{FUZ_1}(u_1) \\ \mu_{MAT_2^k} &= \mu_{CD_2^k}(u_2) * \mu_{FUZ_2}(u_2) \\ &\dots \\ \mu_{MAT_n^l}(u_n) &= \mu_{CD_n^l}(u_n) * \mu_{FUZ_n}(u_n)\end{aligned}\tag{2.15}$$

(para todo o j, k, \dots, l) que combinam os conjuntos difusos da fuzificação com os conjuntos difusos usados em cada um dos termos das premissas das regras. A utilização da função impulso na fuzificação simplifica particularmente o processamento.

2. *Determinar a aplicabilidade de cada regra,* ou seja, encontrar as regras relevantes de acordo com o estado actual das entradas. Para isso, são calculados valores de pertença $\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n)$ para a premissa da regra i , que representam a certeza de cada premissa relativamente ao estado actual das entradas. Quando a fuzificação é efectuada com a função impulso, tem-se:

$$\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{CD_1^j}(u_1) * \mu_{CD_2^k}(u_2) * \dots * \mu_{CD_n^l}(u_n)\tag{2.16}$$

$\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n)$ é uma superfície multidimensional que avalia a certeza de cada premissa [32, p. 39]. Todas as regras têm associado um peso (um número entre 0 e 1) que é aplicado ao valor da premissa.

2.2.6.3.2 Determinar Conclusões (*Inference step*)

Nesta fase são combinadas as recomendações de todas as regras para construir uma única conclusão. Também aqui são executados dois passos: (1) aplicação do método de implicação; (2) agregação de todas as saídas obtidas do método de implicação.

1. *Aplicação do método de implicação.* O peso de cada regra igual a 1 não traduz efeitos na aplicação deste método. O consequente de cada regra é um conjunto difuso representado por uma função de pertença que é reformulada pela premissa. A entrada do processo de implicação é um único resultado numérico dado pela premissa e a saída é um conjunto difuso, que não é mais do que o conjunto difuso do consequente reajustado de acordo com o resultado do *matching*. Assim, o objectivo é calcular o “conjunto difuso implicado” IMP_q^i , que especifica a certeza que a saída do processo deva ser y_q dentro do universo de discurso Ψ_q , e que tem como valor de pertença:

$$\mu_{IMP_q^i}(y_q) = \mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n) * \mu_{CONS_q^p}(y_p) \quad (2.17)$$

tendo em conta que $CONS_q^p$ é o conjunto difuso do consequente. Os operadores lógicos utilizados tipicamente são o mínimo e o produto algébrico. A implicação é efectuada para cada regra. A natureza paralela da avaliação das regras é um dos aspectos mais importantes dos sistemas baseados em lógica.

2. *Agregação das saídas.* A decisão final é baseada no teste de todas as regras R , o que implica que o resultado da aplicação do método de implicação deve ser combinado num único conjunto difuso:

$$\mu_{IMP_q}(y_q) = \max \left\{ \mu_{IMP_q^1}(y_q), \mu_{IMP_q^2}(y_q), \dots, \mu_{IMP_q^R}(y_q) : y_q \in \Psi_q \right\} \quad (2.18)$$

Esta operação apenas pode ocorrer uma vez por cada variável de saída, e antecede a última fase do processo. A sua entrada é um conjunto de conjuntos difusos que retornaram da aplicação do método de implicação a cada regra. A sua saída é simplesmente um conjunto difuso para cada saída do processo y_i . É-lhe indiferente a ordem com que as regras são analisadas, uma vez que goza da propriedade comutativa. Os operadores lógicos tipicamente utilizados são o máximo e a soma algébrica.

2.2.6.4 Desfuzificação

A desfuzificação é a última fase do algoritmo de controlo baseado em lógica difusa. Existe um grande número de estratégias de desfuzificação, cada uma delas fornecendo um meio para identificar uma saída numérica (não difusa) com base nos resultados da agregação [32, p. 65], ou seja, pretende-se converter as decisões produzidas pelo mecanismo de inferência em acções de controlo “acertadas”. A sua entrada é um conjunto difuso (informação de recomendação difusa) e a sua saída é a saída numérica do controlador difuso. O centro de gravidade (COG) é o método mais popular para “fuzificar” o conjunto difuso recomendado pelo mecanismo de inferência. Se for definido R como sendo o número de regras, CA_i^q como o centro de área das funções de pertença de $CONS_q^p$, associadas aos conjuntos difusos após a aplicação do método de implicação IMP_q^i para a regra i , a sua expressão matemática está expressa na seguinte equação:

$$y_q^{COG} = \frac{\sum_{i=1}^R CA_i^q \int_{\Psi_q} \mu_{IMP_q^i}(y_q) dy_q}{\int_{\Psi_q} \mu_{IMP_q^i}(y_q) dy_q}, \quad \sum_{i=1}^R CA_i^q \int_{\Psi_q} \mu_{IMP_q^i}(y_q) dy_q \neq 0 \quad (2.19)$$

O numerador desta equação será diferente de zero se existir, pelo menos, uma regra activada para todas as possíveis combinações das entradas do sistema difuso, e se os consequentes de todos os conjuntos difusos tiverem área diferente de zero. O *centro-médio*, o *máximo critério*, a

média de máximos e o centro de área (COA) são outros métodos igualmente conhecidos, cuja descrição pode ser encontrada em [32, pp. 65-69].

Na figura 2.9 pode ser observada uma representação resumida destes conceitos.

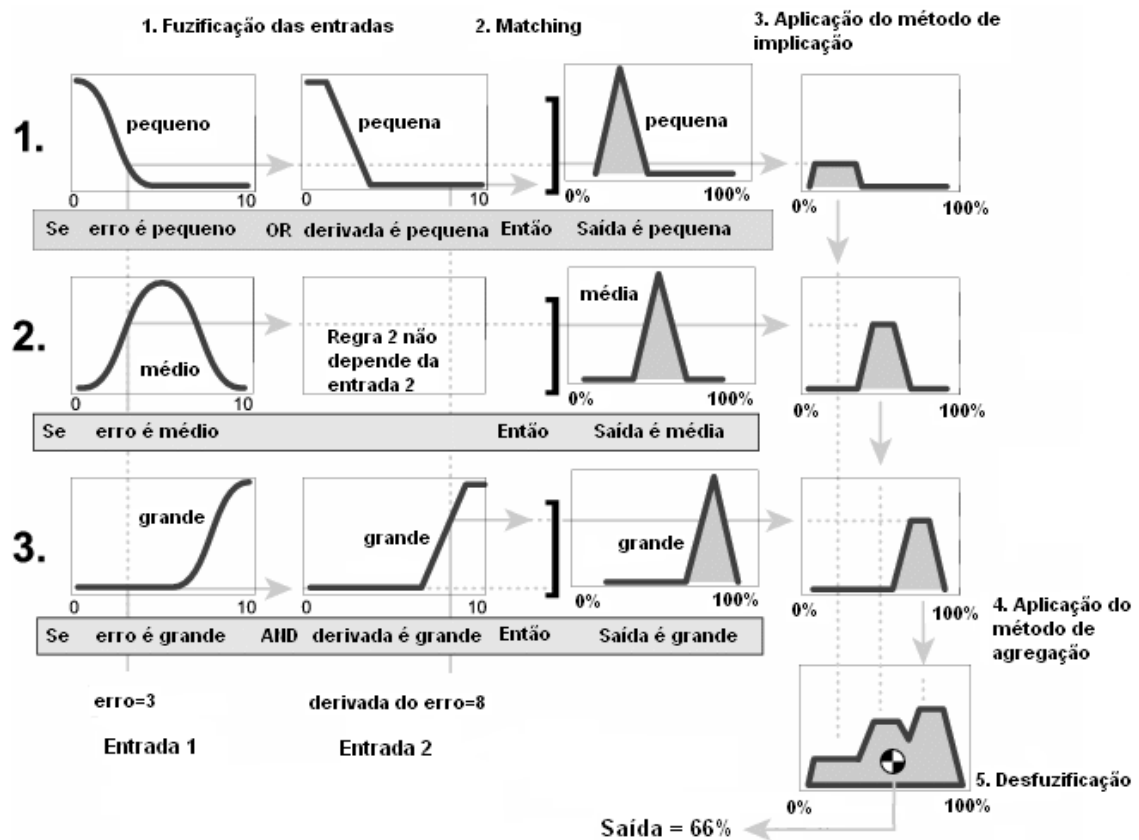


Figura 2.9 Representação gráfica das operações do controlador difuso.

2.2.6.5 Sistema de Inferência de Takagi-Sugeno

As etapas deste tipo de sistema de inferência são:

1. Avaliação do conjunto difuso de entrada;
2. Cálculo do valor de disparo de cada regra;
3. Cálculo da saída de cada regra;
4. Cálculo da saída por uma média pesada.

Um conjunto difuso é, em geral, uma combinação linear das entradas. O controlador de Takagi-Sugeno apresenta-se como um conjunto de hiper-superfícies interligadas com ligações pesadas [32, pp. 73-77].

2.2.6.6 Pós-Processamento

É muito provável que seja necessário adequar o universo de discurso da saída do controlador difuso ao universo de discurso da instrumentação, ou a outros blocos de *software* a jusante, para onde o fluxo de informação é reencaminhado. Por exemplo, o universo de discurso *standard* da saída do controlador difuso é $[-1 \ 1]$, e da electroválvula pneumática proporcional utilizada neste trabalho é $[0 \ 10]$ (V). Também pode incluir um bloco de ganho para o ajuste proporcional.

2.2.7 ESQUEMAS DE CONTROLADORES BASEADOS EM LÓGICA DIFUSA

Existem muitas configurações possíveis para o controlador baseado em lógica difusa. A mais simples de todas é o controlador difuso proporcional (FLC P), representado na figura 2.10, com uma entrada e uma saída, nomeadamente erro da variável que se pretende controlar e o sinal de controlo. Embora seja somente um controlador proporcional, requer o ajuste: de dois ganhos K_{FP} e K_{FY} ; do pré-processamento e do pós-processamento; do método de implicação, de agregação e de desfuzificação; da definição de R regras e dos conjuntos difusos CD_1^j e CD_1^p da entrada u_1 e da saída y_1 , respectivamente, onde se incluem as variáveis linguísticas $LVAR_1$ e $LVAR_2$, os valores linguísticos LV_1^j e LV_1^p , as funções de pertença $\mu_{CD_1^j}(u_1)$ e $\mu_{CD_1^p}(y_1)$, e associados universos de discurso Φ_1 e Ψ_1 . Como não utiliza a derivada do erro, de modo linear ou manuseada não linearmente, não integra a capacidade de correcção antecipada do erro. A equação 2.20 apresenta a sua lei de controlo, desprezando os blocos de pré-processamento e pós-processamento, e a não linearidade dos blocos de saturação. A figura 2.11 manifesta duas possíveis curvas de controlo, uma linear (a) e outra não linear (b), cujas parametrizações estão presentes nos anexos A.1 e A.2, respectivamente. Claramente que daqui se conclui que o controlador FLC P pode ser parametrizado para ajustar a quaisquer não linearidades que o projectista deseje. A alteração no ganho K_{FP} permite configurar a velocidade da resposta do sistema. O ajuste do ganho K_{FY} corresponde ao *rescaling* do eixo vertical alterando, assim, o declive da curva. A partir de determinado valor, o aumento deste ganho implicará a saturação da saída. A simplicidade deste controlador é apontada por Jan Jantzen [35, pp. 8-13] como principal vantagem desta configuração. O mesmo autor refere que constitui um bom ponto de partida e que pode ser utilizado para aprendizagem da metodologia baseada em lógica difusa. Verifica-se a falta de estudos sobre esta configuração, de modo a averiguar a relação entre o desempenho que esta configuração pode alcançar relativamente à sua simplicidade. Tal como aparece na maior parte das publicações científicas nesta área, por defeito é sugerido o controlador difuso proporcional e derivativo (FLC PD), como representado na figura 2.12, sem referir as inerentes potencialidades do FLC P e respectiva comparação com o controlador P linear e não linear.

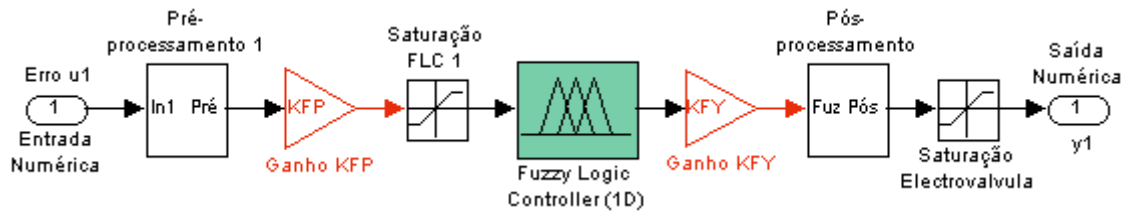


Figura 2.10 - Controlador Difuso Proporcional (FLC P)

$$y_1(t) = f_{FUZZY} (K_{FP} . u_1(t)). K_{FY} \quad (2.20)$$

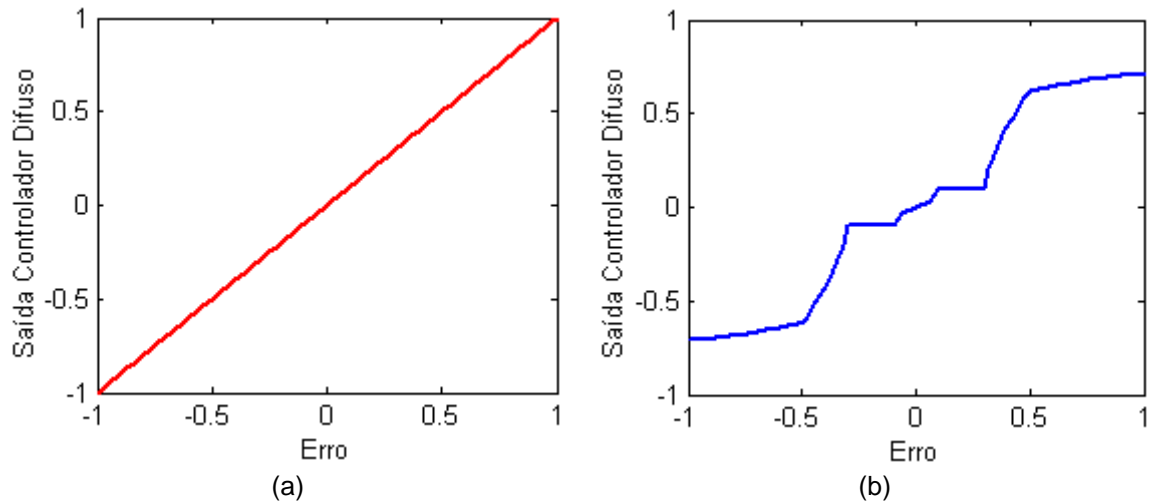


Figura 2.11 - Exemplos de curvas características do controlador FLC P linear (a) e não-linear (b).

O universo de discurso é $\Phi_1 = [-1 \ 1]$ e $\Psi_1 = [-1 \ 1]$, que corresponderão, respectivamente, ao erro máximo negativo e positivo e, por exemplo, à abertura ou fecho total de uma electroválvula.

A equação 2.21 apresenta a lei de controlo do controlador FLC PD, desprezando os blocos de pré-processamento e pós-processamento, e a não linearidade dos blocos de saturação.

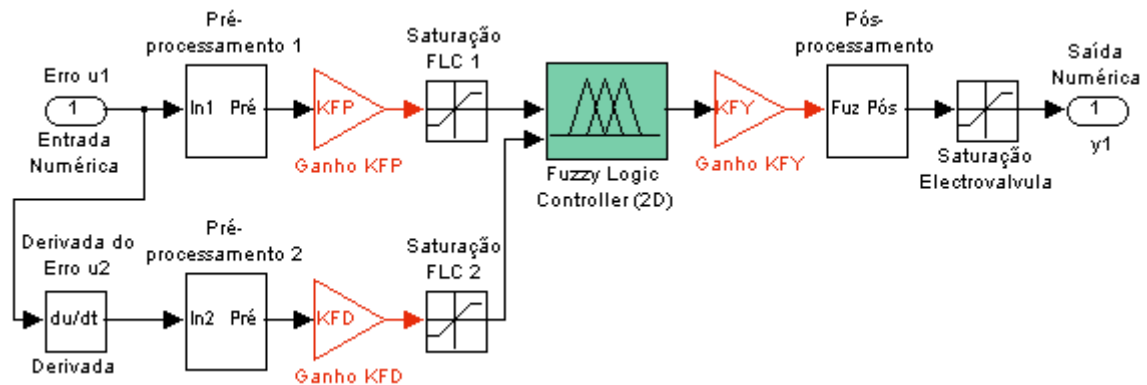


Figura 2.12 - Controlador Difuso Proporcional e Derivativo (FPD)

$$y_1(t) = f_{FUZZY} (K_{FP} . u_1(t), K_{FD} . u_2(t)). K_{FY} \quad (2.21)$$

Esta configuração serve-se da componente derivativa para aumentar a estabilidade do sistema, mas a particularidade reside na forma mais inteligente e intuitiva que a manuseia relativamente aos tradicionais PD ou PID lineares. De facto, constata-se que pode ser parametrizado para ser insensível ao ruído quanto se deseje, bastando para tal uma adequada escolha das regras e/ou

das funções de pertença associadas à derivada do erro. As suas regras implementam uma superfície que pode ser decomposta por um conjunto de curvas, nomeadamente:

1. A curva característica do erro quando a derivada do erro é zero;
2. A curva característica da derivada do erro quando o erro é zero;
3. As curvas características da derivada do erro quando é positiva e o erro é positivo.
4. As curvas características da derivada do erro quando é positiva e o erro é negativo.
5. As curvas características da derivada do erro quando é negativa e o erro é positivo.
6. As curvas características da derivada do erro quando é negativa e o erro é negativo.

A tabela 2.1 apresenta uma possível base de regras de um controlador FLC PD, onde se identificam as seis zonas divisadas nos pontos anteriores.

Tabela 2.1 - Exemplo de uma base de regras de um controlador FLC PD

| Saída y_1 | | "Derivada do erro" u_1 | | | | |
|--------------|----|--------------------------|----|------|------|----|
| | | -2 | -1 | 0 | 1 | 2 |
| "Erro" u_2 | -2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 0 |
| | -1 | 6 2 | 2 | 1 | 4 0 | -1 |
| | 0 | 1 2 | 1 | 0 | -1 | -2 |
| | 1 | 1 | 0 | -1 | -2 | -2 |
| | 2 | 5 0 | -1 | 2 -2 | 3 -2 | -2 |

A figura 2.13 apresenta duas possíveis superfícies de controlo deste controlador, uma linear (a) e outra não linear (b), cujas parametrizações estão presentes nos anexos A.3 e A.4, respectivamente. O universo de discurso é $\Phi_1 = [-1 \ 1]$, $\Phi_2 = [-1 \ 1]$ e $\Psi_1 = [-1 \ 1]$, que corresponderão, respectivamente, ao erro máximo negativo e positivo (considerados), à derivada máxima negativa e positiva (consideradas) e, por exemplo, à abertura ou fecho total de uma electroválvula. Este tipo de controlador pode ser aplicado quando o controlador FLC P não conduz a um suficiente desempenho. No entanto, a sua complexidade é mais elevada, pois requer o ajuste de: três ganhos K_{FP} , K_{FD} e K_{FY} ; o pré-processamento e o pós-processamento; o método de intersecção e de união difusa, de implicação, de agregação e de desfuzificação; a definição de R regras e dos conjuntos difusos CD_1^j , CD_1^p , CD_2^j e CD_2^p das entradas u_1 , u_2 e da saída y_1 , respectivamente, onde se incluem as variáveis linguísticas $LVAR_1$, $LVAR_2$ e $LVAR_3$, os valores linguísticos LV_1^j , LV_1^p , LV_2^j e LV_2^p , as funções de pertença $\mu_{CD_1^j}(u_1)$, $\mu_{CD_1^p}(y_1)$, $\mu_{CD_2^j}(u_2)$ e $\mu_{CD_2^p}(y_2)$, e universos de discurso Φ_1 , Φ_2 e Ψ_1 .

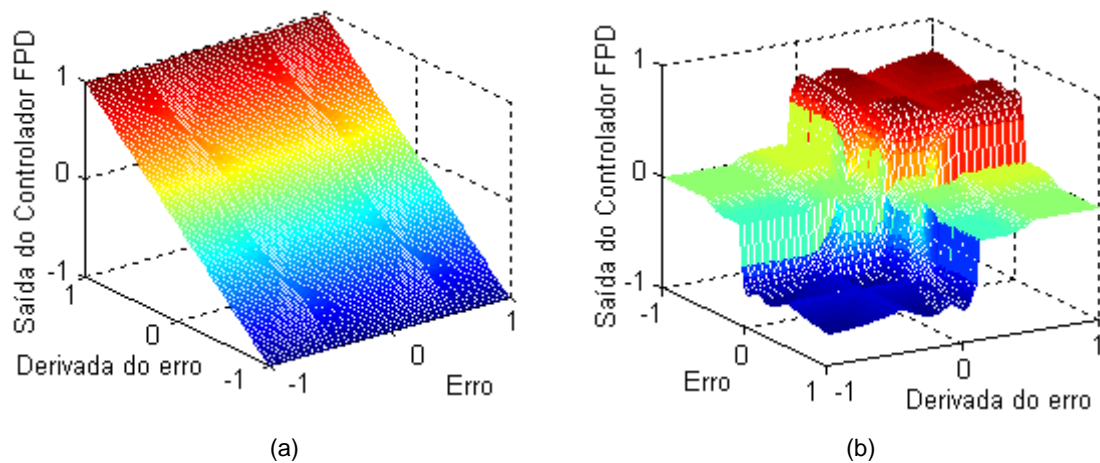


Figura 2.13 - Exemplos de curvas características do controlador FLC PD linear (a) e não-linear (b).

De modo a incluir a capacidade de eliminar o erro em regime estacionário, poder-se-ia implementar um controlador difuso proporcional e integral, usando o erro e o integral do erro como entradas para a base de regras. No entanto, é bastante difícil escrever regras para a acção integral e ainda complicam os problemas de *windup* do integrador. Portanto, é comum separar a componente integral e construir o controlador híbrido difuso proporcional com uma componente integral adicional (FLC PD+I), como pode ser visualizado na figura 2.14. A equação 2.22 apresenta a lei de controlo do controlador FLC PD+I, desprezando os blocos de pré-processamento e pós-processamento, e a não linearidade dos blocos de saturação. A componente integral permite que esta configuração corrija os erros por mais pequenos que sejam, mas ainda continuará a afectar adversamente a estabilidade do sistema em malha fechada. Convém que esta configuração contenha um mecanismo *anti-windup* para que possa evitar a integração do erro quando a acção de controlo satura. O mecanismo compara U_{nsat} com o U_{sat} ; quando a diferença é diferente de zero, independentemente da saturação ocorrer no limite superior ou inferior, a entrada do integrador é imediatamente reduzida por um factor $(U_{sat} - U_{nsat}) \cdot K_w$.

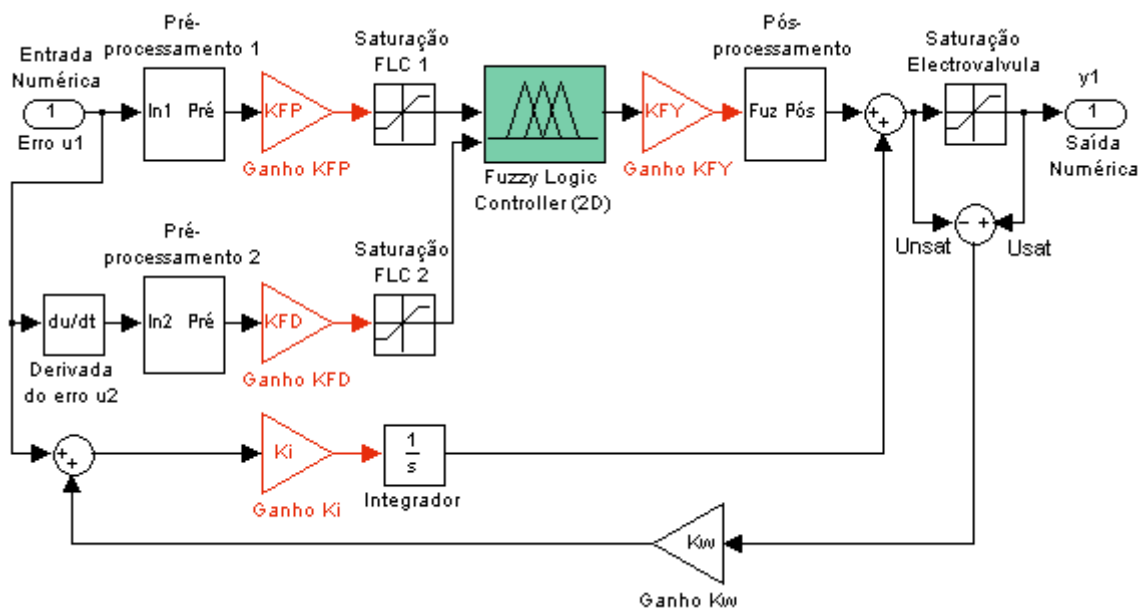


Figura 2.14 - Controlador Híbrido Difuso Proporcional e Derivativo com Componente Integral (FLC PD+I)

$$y_1(t) = f_{FUZZY} (K_{FP} \cdot u_1(t), K_{FD} \cdot u_2(t)) \cdot K_{FY} + K_i \int_0^t u_1(t) dt \quad (2.22)$$

2.3 VISÃO GLOBAL DOS TRABALHOS ANTERIORES

É grande a actividade científica, visível nas mais variadas estratégias de controlo e projecto de controladores, que nos últimos anos procura aumentar o desempenho de sistemas pneumáticos. Nem sempre é possível realizar a comparação entre técnicas de controlo distintas porque, além das vantagens e desvantagens inerentes a cada técnica, os sistemas a controlar podem ser muito diferentes entre si. Apesar dos grandes avanços, ainda não existe uma solução isenta de defeitos [12, p. 243]. Nesta secção pretende resumir-se alguns dos melhores resultados alcançados, que foi possível apurar, em trabalhos realizados na área do controlo de posição e força de sistemas pneumáticos.

O controlo de posição tem recebido maioritariamente a atenção dos investigadores. Na generalidade, a exactidão de posicionamento nos sistemas controlados pneumaticamente situa-se na gama entre $\pm 0.1 \text{ mm}$ e $\pm 0.05 \text{ mm}$. Contudo, a lista de trabalhos que abaixo se apresenta também identifica (e dá ênfase) às excepções que conseguiram garantir erros de posicionamento na ordem dos nm . Também se realça que, na maioria dos casos, os ensaios foram realizados em posicionamentos horizontais. Relativamente aos trabalhos que tratam do controlo de força, em muitos casos os resultados são somente apresentados sob a forma gráfica, tornando impossível quantificar os erros a partir deles.

Tabela 2.2 - Visão global dos trabalhos que têm vindo a ser realizados no controlo de posição em sistemas pneumáticos.

| 1 – Controlo de Posição | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
|--------------------------|--|
| Autor(es) | Ning e Bone [36] |
| Plataforma Experimental | Foram utilizados um cilindro e uma servoválvula pneumáticos comercializados pela FESTO, mas não são indicadas referências, nem o diâmetro do pistão nem o curso do cilindro; e um codificador linear, mas não é esclarecido o fabricante nem a referência. |
| Método(s) de Controlo | Retorno de estado linear. |
| Descrição do Controlador | As autores propuseram um controlador PV/PVA (retorno de estado de posição e velocidade/retorno de estado de posição, velocidade e aceleração) cujo comportamento se resume à actuação do controlador PVA quando a posição de referência se encontra distante da posição actual, e à actuação do PV |

| | |
|--------------------------------|---|
| | quando se encontra próxima dela. O controlador introduz ainda uma compensação não linear do atrito estático. |
| MEE | 10 μm em movimentos horizontais e verticais e com variações de carga de 0,3 a 11,3 Kg. |
| ESM | Não são apresentados resultados. |
| | |
| 2 – Controlo de Posição | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
| Autor(es) | Xiang e Wikander [37] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro pneumático industrial de duplo efeito e simétrico ($\phi 32 \times 400 \text{ mm}$); duas electroválvulas de três orifícios de 500 l/min; e um codificador incremental óptico com a resolução de 5 μm . Não são referidos os fabricantes nem referências. |
| Método(s) de Controlo | Retorno de estado não linear. |
| Descrição do Controlador | O modelo do sistema foi dividido em blocos (dinâmica de pressões de cada câmara, atrito, válvulas, etc) e cada um deles foi linearizado através de um retorno de estado não linear. Ao sistema linearizado é, então, aplicado um controlador de retorno de estado linear. O principal inconveniente reside na fraca robustez a variações paramétricas, pois esta técnica é bastante sensível a erros de modelação [12, p. 243]. |
| MEE | 5 μm em movimentos horizontais. Não é discutida a robustez do sistema controlado a variações paramétricas. |
| ESM | O sistema controlado foi sujeito a três trajectórias trapezoidais de amplitude de 200 mm e uma de 10 mm e, em ambos os casos, resultaram erros inferiores a 20 μm . Não é discutida a robustez do sistema controlado a variações paramétricas. |
| | |
| 3 – Controlo de Posição | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
| Autor(es) | Shibata, Yamamoto e Jindai [38] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro de duplo efeito, comercializado pela TAIYO, refª IOA-2L ($\phi 50 \times 500 \text{ mm}$); duas servoválvulas ON/OFF de três orifícios com tempo de resposta de 5 ms, fabricadas pela SMC, refª XT323-4; dois transdutores de posição magnéticos de resolução 1 μm , comercializado pela SONY DOGI-RULER, refª SL700. |
| Método(s) de Controlo | PD e FLC, seguida da modelação do sinal de controlo por |

| | |
|--------------------------------|---|
| | <i>Pulse Width Modulation (PWM).</i> |
| Descrição do Controlador | O objectivo do estudo foi a sincronização das posições mútuas de dois servomecanismos pneumáticos verticais, tendo em consideração as diferentes características de cada um. Para isso, desenvolveram um controlador estruturado em três camadas: (1) aplicação do método FLC no controlo de posição de cada cilindro; (2) introdução de um PD para garantir/manter a sincronização da posição mútua de ambos os cilindros; (3) geração de uma referência virtual, que tem por objectivo a melhoria do desempenho de transientes em ambos os cilindros. O controlador FLD descrito em (1) é um <i>fuzzy</i> PD+I que tem como entradas o erro e a derivada do erro, e uma saída. Foram parametrizados com catorze funções de pertença triangulares (sete associadas a cada entrada) e 49 regras para o controlo de cada cilindro; foram aplicados o mínimo e o máximo como métodos de implicação e agregação. O cálculo da saída é implementado com um sistema de inferência Takagi-Sugeno. |
| MEE | Foi aplicado ao sistema uma onda rectangular de amplitude $\pm 100\text{ mm}$ e 20 sec de período, mas uma massa de 88 Kg foi adicionada a um dos eixos. A exactidão de posicionamento foi inferior a 0,6 mm, satisfatório para o problema da sincronização mútua. De facto, mesmo quando um dos eixos foi sujeito a 500 N, a sincronização ocorreu eficiente e eficazmente. |
| ESM | Não são apresentados resultados. |
| 4 – Controlo de Posição | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
| Autor(es) | Carneiro [12] |
| Plataforma Experimental | Foram utilizadas duas servoválvulas proporcionais de cinco orifícios e centro fechado, fabricadas pela FESTO (refª MPYE-5-1/8-HF-010-B) mas, de modo a controlar independentemente o caudal de cada câmara, foram obturados os orifícios 4 e 5 de cada servoválvula; um actuador pneumático ($\phi 32 \times 400\text{ mm}$) com vedantes de baixo atrito do tipo “Omega” da marca Asco-Joucomati; e um codificador incremental com a resolução de 5 μm comercializado pela Bosch/Rexroth. |
| Método(s) de Controlo | Retorno de estado não linear, controlo robusto e redes neurais artificiais (ANN). |
| Descrição do Controlador | Controlador não linear que incorpora as ANN e um dos modelos termodinâmicos do sistema servopneumático que |

| | |
|-----|---|
| | foram desenvolvidos. Foi realizada a separação entre a dinâmica de pressões e a dinâmica de movimento: na primeira emprega um retorno de estado não linear; na segunda um controlador de estrutura variante (VSC) com uma camada de suavização de espessura variável, função do ângulo de aproximação do estado à superfície de deslizamento. |
| MEE | $\pm 5 \mu m$ em movimentos horizontais e para cargas de 2,69 a 13,1 Kg. |
| ESM | Inferior a 1,5 mm para baixas frequências, inferior a 5 mm para frequências próximas de $\pi \text{ rads}^{-1}$ e inferior a 20 mm para frequências próximas de $2\pi \text{ rads}^{-1}$. |

| 5 – Controlo de Posição | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
|--------------------------|---|
| Autor(es) | Smaoui, Brun e Thomasset [39] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro de duplo efeito ($\phi 32 \times 500 \text{ mm}$); duas servoválvulas de três orifícios (Servotronic Joucomatic). Não é referido o fabricante do cilindro nem qual o transdutor de posição. |
| Método(s) de Controlo | Controlo robusto. |
| Descrição do Controlador | Aplicaram um controlador com modo de deslizamento HOSM de 2ª ordem e uma acção de controlo sintetizada com um algoritmo <i>supertwisting</i> . Utilizaram ainda uma malha interna de linearização por retorno de estado não linear. |
| MEE | 0,07 mm em movimentos horizontais. Não é discutida a robustez do sistema controlado a variações paramétricas. |
| ESM | Inferiores a 0,7 mm no seguimento de uma trajectória em S com velocidade máxima de 0,6 m/s. Não é discutida a robustez do sistema controlado a variações paramétricas. |

| 6 – Controlo de Posição | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
|--------------------------|--|
| Autor(es) | Varseveld e Bone [40] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro de duplo efeito ($\phi 27 \times 152 \text{ mm}$) com vedantes de baixo atrito; duas válvulas ON/OFF de 3 orifícios com tempo de resposta de 5 ms; e um potenciómetro linear. Não são referidos fabricantes nem referências. |
| Método(s) de Controlo | PID, seguida de PWM. |
| Descrição do Controlador | Combina quatro componentes: (1) controlo PID; (2) com |

| | |
|--------------------------------|--|
| | compensação de atrito; (3) um algoritmo de estabilização da componente integral, cuja acção de controlo é activada quando o erro se situa numa determinada banda próxima da posição de referência, de modo a evitar <i>overshoots</i> ; (4) e adiciona um <i>feedforward</i> ao controlo da posição. |
| MEE | 0,21 <i>mm</i> em movimentos horizontais e com variações de massa de 0,94 até 5,63 <i>Kg</i> . |
| ESM | Máximo de 2 <i>mm</i> no seguimento de uma trajectória em S. |
| 7 – Controlo de Posição | |
| DESCRIÇÃO DO TRABALHO | |
| Autor(es) | Tsai, Cheng e Shih [41] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um codificador linear; duas válvulas proporcionais; e dois cilindros (um deles de carga), mas não é apresentado o diâmetro do seu pistão nem o seu curso. Não são referidos fabricantes nem referências. |
| Método(s) de Controlo | Lógica difusa, controlo robusto |
| Descrição do Controlador | É proposto um controlador híbrido em que um VSC é ligado em cascata com um FLC. A lei de controlo foi definida por 25 regras, aplicadas a 15 conjuntos difusos cujas funções de pertença são triangulares. Aplicaram como método de desfuzificação o centro de gravidade, mas não referem qual o sistema de inferência, nem os métodos de implicação e agregação. O controlador ainda é composto por dois compensadores: um de carga (vertical) e um de atrito (ou de zona-morta). |
| MEE | 10 <i>nm</i> na resposta a vários degraus verticais de amplitude 200 <i>mm</i> até ao curso de 600 <i>mm</i> . Ainda averiguaram a resposta do sistema com uma massa de 4 <i>kg</i> a um degrau de amplitude 10 <i>mm</i> , onde obtiveram uma exactidão de 30 <i>nm</i> . |
| ESM | Não são apresentados resultados. |
| 8 – Controlo de Posição | |
| DESCRIÇÃO DO TRABALHO | |
| Autor(es) | Liu, Lee e Fung [42] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro pneumático ($\phi 10 \times 250$ <i>mm</i>), mas o fabricante e a referência não são referidos; uma servoválvula proporcional comercializada pela FESTO, ref ^a MPYE-5-1/8-HF-010-B; um codificador linear da marca Mitutoyo, ref ^a AT-11T, com uma gama de medida de 250 <i>mm</i> e resolução de 10 μm ; e |

| | |
|--------------------------------|---|
| | um actuador piezoelétrico (PZT), que tem acoplado um sensor capacitivo (ADE-5300-177) com uma gama de medida de 25 μm e resolução de 5 nm . |
| Método(s) de Controlo | PI |
| Descrição do Controlador | Os autores acoplaram um actuador servo PZT à massa móvel do sistema, de modo a incluir um mecanismo de actuação independente do sistema pneumático (IDM). A acção de controlo é híbrida: enquanto o erro é superior a 10 μm actua um controlador PI; quando o erro é igual ou inferior a 10 μm é activado o PZT, segundo uma lei de controlo que é função do deslocamento previsto. Sujeitaram o sistema somente a um degrau de amplitude 100 mm e para a qual dividiram a actuação em 3 segmentos: (1) quando a massa móvel está localizada entre 0 e 30 mm , é aplicada uma tensão constante elevada à electroválvula; (2) quando a massa móvel está localizada entre 30 e 60 mm , é aplicado o mesmo princípio que em (1) mas com uma tensão menos elevada; (3) quando a posição da massa móvel é superior a 60 mm , é activado um controlador PI. Assim, o sistema de controlo é bastante direccionado para um ensaio específico. |
| MEE | Foi alcançado 10 nm em movimentos horizontais. Não é discutida a robustez do sistema controlado a variações paramétricas. Chiang, Chen e Tsou [43], também utilizaram um sistema de posicionamento híbrido que combina um cilindro pneumático e um servoactuador piezoelétrico, mas aplicaram uma metodologia de controlo ADVSC (<i>adaptive discrete variable structure control</i>). Obtiveram a exactidão de 0,1 μm (igual à resolução do transdutor de posição) na resposta a degraus de amplitude até 180 mm , mas sem as restrições deste trabalho de Liu, Lee e Fung [42]. |
| ESM | Não são apresentados resultados. |
| | |
| 9 – Controlo de Posição | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
| Autor(es) | Pai e Shih [44] |
| Plataforma Experimental | Foram utilizados dois cilindros com uma gama de actuação de 100 mm ; uma electroválvula proporcional de 5 orifícios com ajuste de caudal até 700 l/min ; e um codificador linear com 20 nm de resolução. Não são identificados os fabricantes nem referências. |

| | |
|--------------------------|---|
| Método(s) de Controlo | PD e lógica difusa |
| Descrição do Controlador | Foram desenvolvidos e comparados dois controladores: FLC e PD. A cada um destes controladores foi associado um compensador, constituído pela adição de duas componentes: (1) compensação da zona morta da curva característica da electroválvula; (2) compensação de velocidade para ultrapassar o problema das forças de atrito nos vedantes a baixas velocidades. Quanto ao FLC, definiram o erro e a derivada do erro como entradas, uma saída, nove funções de pertença triangulares e somente nove regras. Aplicaram um sistema de inferência difuso do tipo Mamdani com o método de implicação, agregação e desfuzificação do tipo mínimo, máximo e centro de gravidade (COG), respectivamente. |
| MEE | 20 <i>nm</i> em deslocamentos horizontais até 5 <i>cm</i> , tanto no FLC como no PD, e com variações de massa de 5 a 10 <i>Kg</i> . Também foram obtidos os mesmos resultados quando averiguaram a resposta do sistema a pequenos degraus de 1 μm . |
| ESM | Não são apresentados resultados. |

Tabela 2.3 - Visão global dos trabalhos realizados no controlo de força em sistemas pneumáticos.

| 1 – Controlo de Força | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
|--------------------------|--|
| Autor(es) | Xiang e Wikander [37] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro pneumático industrial de duplo efeito e simétrico ($\phi 32 \times 400 \text{ mm}$); duas electroválvulas de três orifícios de 500 <i>l/min</i> ; e dois sensores de pressão analógicos. Não são referidos fabricantes, referências nem a exactidão dos sensores de pressão. |
| Método(s) de Controlo | Retorno de estado não linear. |
| Descrição do Controlador | Dividiram o modelo do sistema em blocos (dinâmica de pressões de cada câmara, atrito, válvulas, etc) e linearizaram cada um deles através de um retorno de estado não linear. Ao sistema linearizado foi, então, aplicado um controlador de retorno de estado linear. |
| MEE | Não são apresentados resultados. Não é discutida a robustez do sistema controlado a variações paramétricas. |
| ESM | O sistema controlado foi sujeito a uma só trajectória de força. |

| | |
|------------------------------|--|
| | Apesar dos resultados obtidos apresentarem-se somente sob a forma gráfica e, portanto, não são quantificados os erros, os resultados aparentam bom desempenho do controlador. |
| | |
| 2 – Controlo de Força | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
| Autor(es) | Richer e Hurmuzlu [45] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro pneumático de duplo efeito; uma electroválvula pneumática proporcional; e dois sensores de pressão. Não são referidos fabricantes, referências, características do cilindro e da electroválvula, nem a exactidão dos sensores de pressão. |
| Método(s) de Controlo | Controlo Robusto |
| Descrição do Controlador | Os autores apresentaram um modelo muito completo que inclui a dinâmica da servoválvula e o atraso temporal devido à tubagem. Como consideraram uma dinâmica de 2ª ordem para a servoválvula, o modelo entre a acção de controlo e a força é de 3ª ordem, o que torna extremamente complexa a aplicação de uma superfície de deslizamento em força. Assim, foi proposta a utilização de dois modelos simplificados para o controlo: no primeiro, a dinâmica da servoválvula foi aproximada por um modelo de 1ª ordem e, no segundo, desprezaram-se a dinâmica da servoválvula e o atraso temporal. Os controladores utilizam uma função de comutação suavizada, obtida através da adição de uma camada de regularização (<i>boundary layer</i>) em torno da superfície de deslizamento. |
| MEE | Não são apresentados resultados. |
| ESM | O sistema foi testado com vários ensaios experimentais no seguimento de trajectórias sinusoidais com amplitude 75 N e a várias frequências, onde são apresentados resultados da resposta dos dois controladores a uma alteração do comprimento da tubagem. O sistema controlado foi sujeito a uma só trajectória de força. Apesar dos resultados obtidos serem somente apresentados sob a forma gráfica e, portanto, não são quantificados os erros, os resultados aparentam muito bom desempenho do primeiro controlador até 20 Hz e muito bom desempenho do segundo até 5 Hz. A conclusão global é que o controlador baseado no primeiro modelo teve sempre um desempenho superior ao baseado no segundo, nomeadamente |

| | |
|------------------------------|--|
| | quando se utilizam tubos de ligação mais longos e são necessárias maiores frequências de resposta. Porém, a sua exigência computacional é bastante maior. |
| | |
| 3 – Controlo de Força | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
| Autor(es) | Ying, Jia-fan, Can-jun e Bin [46] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro de duplo efeito ($\phi 10 \times 40 \text{ mm}$), comercializado pela FESTO, ref. ^a DSNU-10-40-P; duas servoválvulas ON/OFF com três orifícios e com tempo de resposta de 2 ms, e comercializada pela FESTO, ref. ^a MHP2-MS1H; e dois sensores de pressão da Freescale Inc., ref. ^a MPX 5500. |
| Método(s) de Controlo | FLC, seguida da modelação do sinal de controlo por <i>Pulse Width Modulation</i> (PWM). |
| Descrição do Controlador | Os autores desenvolveram um controlador híbrido que consiste na actuação do controlador <i>bang-bang</i> para erro $\geq E $ e o FLC para erro $< E $. O FLC tem como entradas o erro de pressão e a derivada do erro de pressão, e uma saída. Foram parametrizadas vinte e nove funções de pertinência triangulares (onze associadas ao erro, sete à derivada do erro e onze para a saída) e setenta e sete regras para o controlo de cada cilindro. Não são referidos os métodos de implicação, agregação e desfuzificação. |
| MEE | O sistema foi testado com vários degraus de referência de força, correspondentes às pressões 2, 3 e 4 bar. Apesar dos resultados obtidos serem somente apresentados sob a forma gráfica e, portanto, não são quantificados os erros, os resultados aparentam desempenho satisfatório do controlador. |
| ESM | O sistema foi testado com uma rampa e duas referências sinusoidais de frequência 2,5 e 5 Hz e amplitude de força correspondente a 2 bar. Apesar dos resultados obtidos serem somente apresentados sob a forma gráfica e, portanto, não são quantificados os erros, os resultados aparentam desempenho satisfatório do controlador. Não é discutida a robustez do sistema controlado a variações paramétricas. |

| 4 – Controlo de Força | | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
|------------------------------|---|------------------------------|
| Autor(es) | Ruihua, Weixiang e Qingyu [47] | |
| Plataforma Experimental | Foi utilizada uma electroválvula proporcional 5/2 vias reguladora de pressão; dois cilindros pneumáticos de duplo efeito ligados em paralelo; e um sensor de pressão. Não são referidos fabricantes, referências, características do cilindro e da electroválvula, nem a exactidão dos sensores de pressão. | |
| Método(s) de Controlo | FLC | |
| Descrição do Controlador | Os autores desenvolveram um controlador FLC com três entradas (erro da força, derivada do erro da força e uma variável auxiliar do processo), e uma saída. Foram parametrizadas dezassete funções de pertinência triangulares (cinco associadas ao erro, cinco à derivada do erro, sete para a saída), e três trapezoidais (para a variável auxiliar) e setenta e cinco regras. Não são referidos os métodos de implicação, agregação e desfuzificação. | |
| MEE | O sistema foi testado com vários degraus de força de amplitude de 8 kN (de 16 a 24 kN) e período de 2 segundos. Os autores apresentam um erro máximo absoluto de 2 kN, mas não indicam o erro em regime estacionário. Analisando os gráficos da resposta do sistema e do erro, é possível concluir que o controlador aparenta um desempenho satisfatório. | |
| ESM | O sistema foi testado com uma trajectória trapezoidal de 10 a 40 kN. Os autores apresentam somente o erro máximo absoluto de 2 kN. Analisando os gráficos da resposta do sistema, pode concluir-se que o desempenho é satisfatório. | |
| 5 – Controlo de Força | | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
| Autor(es) | Liu, Lee e Li [48] | |
| Plataforma Experimental | Foi utilizada uma servoválvula; várias câmaras fechadas de diferentes volumes; e um sensor de pressão. Não são referidos fabricantes, referências, características do(s) cilindro(s) e da electroválvula, nem a exactidão dos sensores de pressão. | |
| Método(s) de Controlo | PID e FLC | |
| Descrição do Controlador | Os autores implementaram um controlador híbrido que combina o controlo PID e o FLC. Estes métodos nunca actuam em conjunto: quando o erro de força é maior que um determinado | |

| | |
|------------------------------|--|
| | <p>valor <i>threshold</i>, actua o FLC; quando menor, actua o PID. Definiram o erro de força e a derivada desse erro como entradas, e uma saída. Foram parametrizadas vinte e duas funções de pertinência triangulares (oito associadas ao erro, sete à derivada do erro e sete para a saída) e cinquenta e seis regras. Aplicaram um sistema de inferência difuso do tipo Mamdani com o método de implicação, agregação e desfuzificação do tipo mínimo, máximo e centro de gravidade (COG), respectivamente.</p> |
| MEE | <p>O sistema foi testado com um degrau de força correspondente a 4 <i>bar</i> para diferentes volumes das câmaras, aplicando três controladores: PID, FLC e um híbrido PID-FLC. Com o controlador PID, foi alcançado um tempo de subida menor de 0,3 <i>seg</i> e erros em regime estacionários quase nulos. No entanto, quanto maior o volume da câmara, maior o <i>overshoot</i> (15% para o maior volume experimentado, sem alteração de parâmetros). Com o controlador FLC, foi alcançado um tempo de subida menor de 0,2 <i>seg</i>, com um erro em regime estacionário correspondente a 0,02 <i>MPa</i> (muito maior que o PID), mas o maior <i>overshoot</i> encontrado foi 2,83%. Com o controlador híbrido, foram garantidas as melhores características do PID e do FLC.</p> |
| ESM | <p>O sistema foi testado com a trajectória de uma onda quadrada de amplitude correspondente a 3,5 <i>bar</i> e período de 1 <i>seg</i>. Não foram quantificados os erros, mas as curvas de resposta do sistema, com os três controladores, mostram claramente que o controlador híbrido tem melhor desempenho que os restantes e que o seu desempenho individual aparenta ser bom.</p> |
| | |
| 6 – Controlo de Força | DESCRIÇÃO DO TRABALHO |
| Autor(es) | Kaitwanidvilai e Parnichkun [49] |
| Plataforma Experimental | Foi utilizado um cilindro de duplo efeito ($\phi XX \times 200$ <i>mm</i>), comercializado pela SMC, ref. ^a CDY1S10H; uma servoválvula proporcional de cinco orifícios da marca FESTO, ref. ^a MPYE-5-1/8-HF-010B; e uma célula de carga TETDA 100 kg. |
| Método(s) de Controlo | FLC e ANN. |
| Descrição do Controlador | Desenvolveram um controlador híbrido inteligente, cuja estrutura combina as redes neuronais e o controlo difuso. O modo <i>bang-bang</i> é activado quando o valor da força se |

| | |
|-----|--|
| | encontra afastado de um limite $E_{\text{threshold}}$. Quando o erro é menor que esse limite, entra em funcionamento o modo ANFMRC (<i>adaptive neuro-fuzzy model reference controller</i>). |
| MEE | Não são apresentados resultados. |
| ESM | O sistema foi testado com vários degraus de força de baixas amplitudes (inferiores a 10 N) e período de 10 segundos, aplicando o controlador ANFMRC isolado e o híbrido ANFMRC. Os resultados experimentais demonstram que o híbrido ANFMRC tem melhor desempenho que o convencional ANFMRC, especialmente no período inicial da experiência, e que aprende a controlar a planta em apenas três períodos, apresentando um bom seguimento de trajectória. |

Facilmente se encontram na literatura muitos outros estudos e onde são aplicados muitos mais métodos. Realça-se o entusiasmo generalizado pelos controladores neuro-difusos, a partir dos quais se pretende obter as vantagens da lógica difusa no que respeita ao processo de raciocínio (*reasoning*) com a capacidade de aprendizagem das redes neuronais [50] [51]. Para uma revisão mais detalhada e recente do controlo pneumático, sugere-se um trabalho de Ali, Noor, Bashi e Marhaban [52]. Chillari, Guccione e Muscato [53] efectuaram uma comparação experimental entre seis diferentes técnicas no controlo de posição: (1) PID, (2) FLC, (3) PID com realimentação de pressão, (4) FLC com realimentação de pressão, (5) SMC e (6) neuro-difuso. Kevin Passino [54] disponibiliza uma lista extensiva dos seus trabalhos acerca do controlo baseado em lógica difusa. Podem ser consultados mais trabalhos ligados ao controlo de força nos artigos referenciados por [55], [56] e [57].

CAPÍTULO 3

Páginas 43 - 66

PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Neste capítulo é descrito o sistema electropneumático, a plataforma de *hardware* e de *software* a partir dos quais foi realizada componente experimental deste trabalho. O sistema de controlo e aquisição de dados é distribuído, sendo implementado com recurso a: um computador pessoal (PC); uma plataforma de *hardware*, comercializada pela National Instruments, composta por um controlador de tempo real CompactRIO® e por três cartas de aquisição de dados; e um quadro eléctrico que, além de assegurar a alimentação e segurança do *hardware* e da instrumentação, também tem a função de realizar o condicionamento dos sinais provenientes de um transdutor de força. A parte electropneumática é composta por uma servoválvula, um actuador pneumático, um transdutor de posição e um outro de força. Na figura 3.1 é possível visualizar o quadro eléctrico, onde foi alocado o *hardware* dedicado.

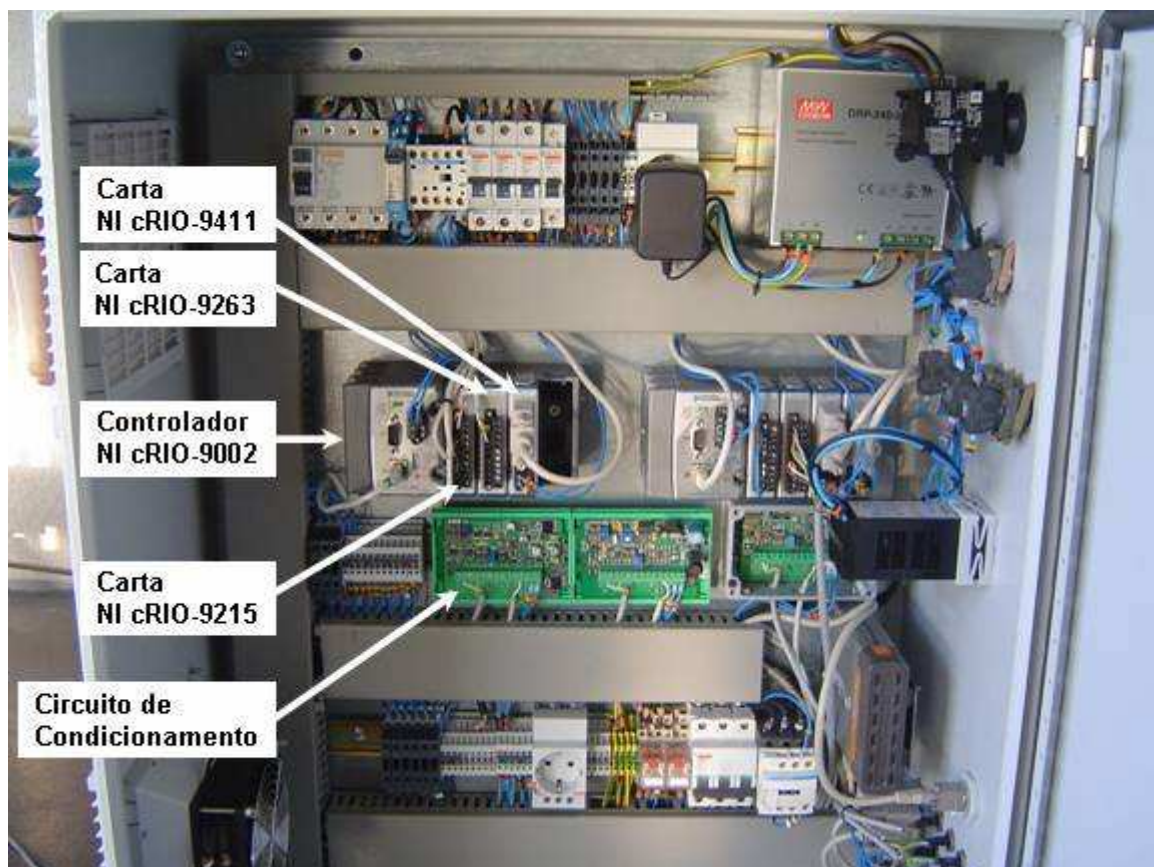


Figura 3.1 - Quadro eléctrico da máquina servopneumática.

3.1 SISTEMA ELECTROPNEUMÁTICO

A máquina servopneumática tem um grau de liberdade (DOF) e foi otimizada para simular experimentalmente o comportamento biomecânico de diferentes modelos anatómicos: modelos complexos como articulações (da anca, do joelho) ou modelos mais simples como o fémur ou a tíbia, modelos intactos ou implantados, instrumentados ou não, possibilitando a caracterização estática e dinâmica dos componentes a estudar sujeitos à aplicação de uma carga. A figura 3.2 ilustra a plataforma mecânica e a instrumentação desta máquina de ensaios. A sua estrutura foi construída com perfis de alumínio de secção $100 \times 100 \text{ mm}$ de elevada rigidez, comercializados pela MayTec, tipo 8E, para garantir a estabilidade das experiências. O movimento do pistão do cilindro é vertical e é assegurado por duas guias lineares, comercializadas pela INA, ref.^a W20, para evitar a assimetria da carga. A ligação entre a massa móvel e a haste do cilindro é rígida. A ligação entre a massa móvel e a haste do cilindro é rígida.

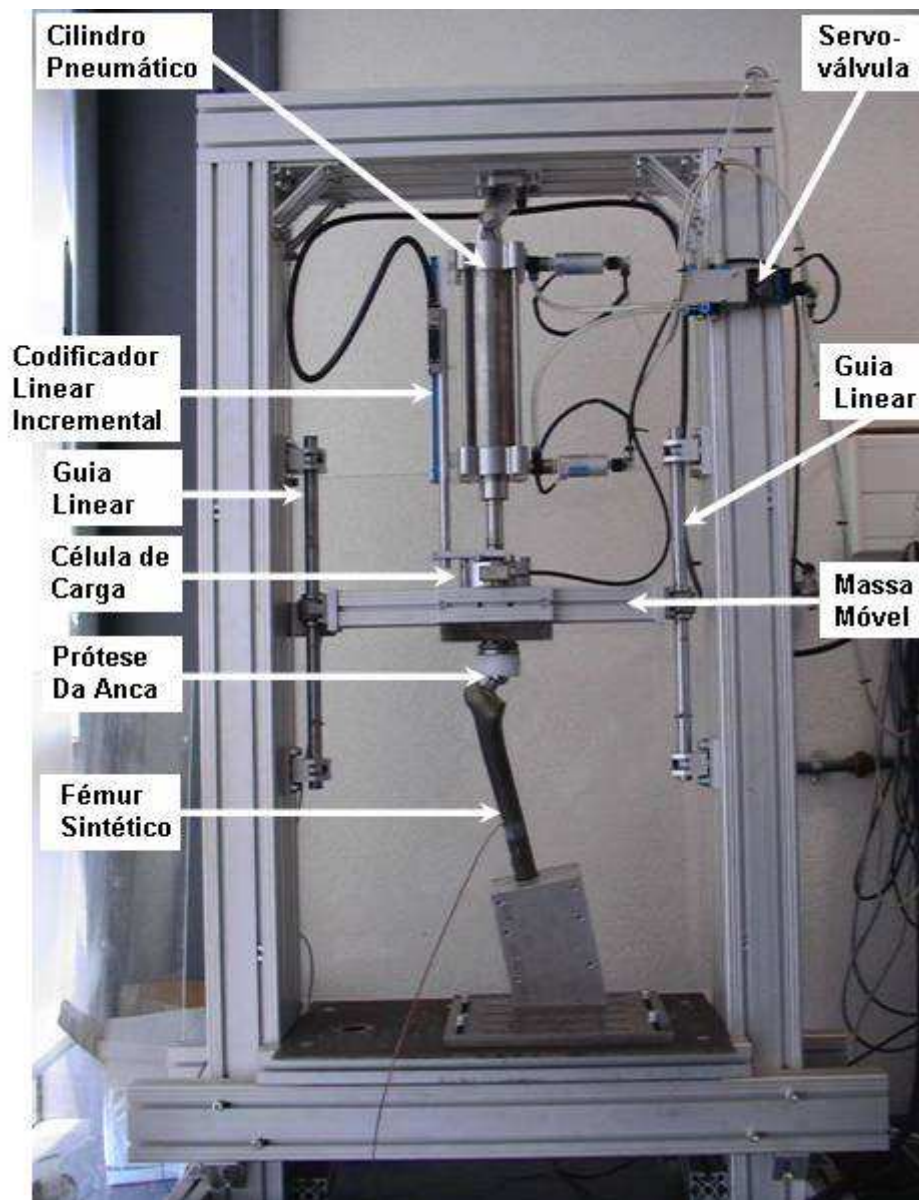


Figura 3.2 - Máquina servopneumática, onde foi montado um fémur e uma prótese da anca.

A figura 3.3 esclarece as relações entre os diversos elementos da instalação experimental.

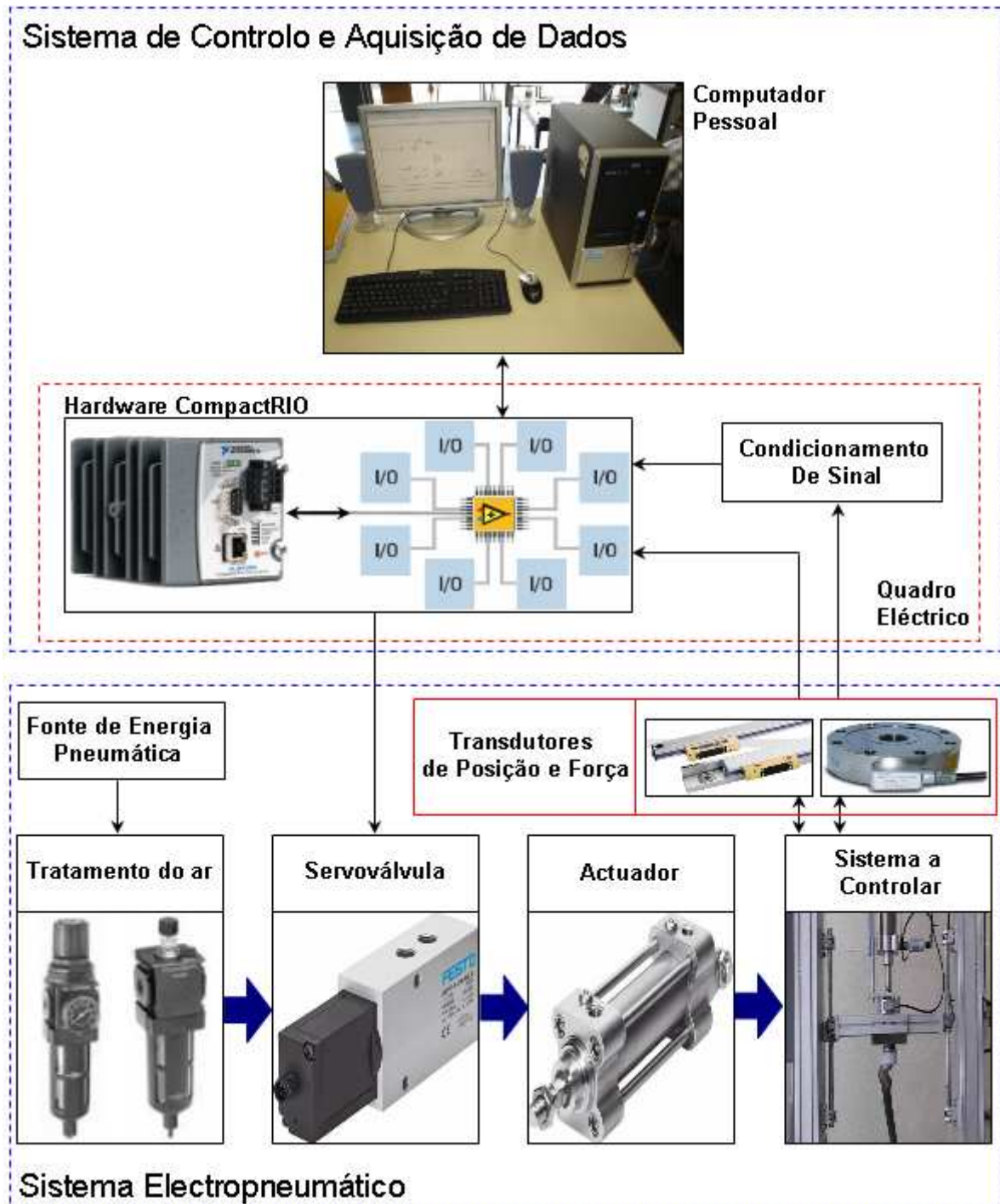


Figura 3.3 - Relação entre o sistema electropneumático e o sistema de controlo e aquisição de dados.

O circuito pneumático do sistema encontra-se representado na figura 3.4. A unidade de tratamento de ar é composta por um filtro/regulador de pressão (refª B18-C4-FKG0, 5 μm) [58] e por um lubrificador (L18-C4-LKO0) [59], comercializados pela WILKRESON. A pressão disponível na rede é 7 bar, mas a pressão de alimentação P_s foi fixada em 6 bar.

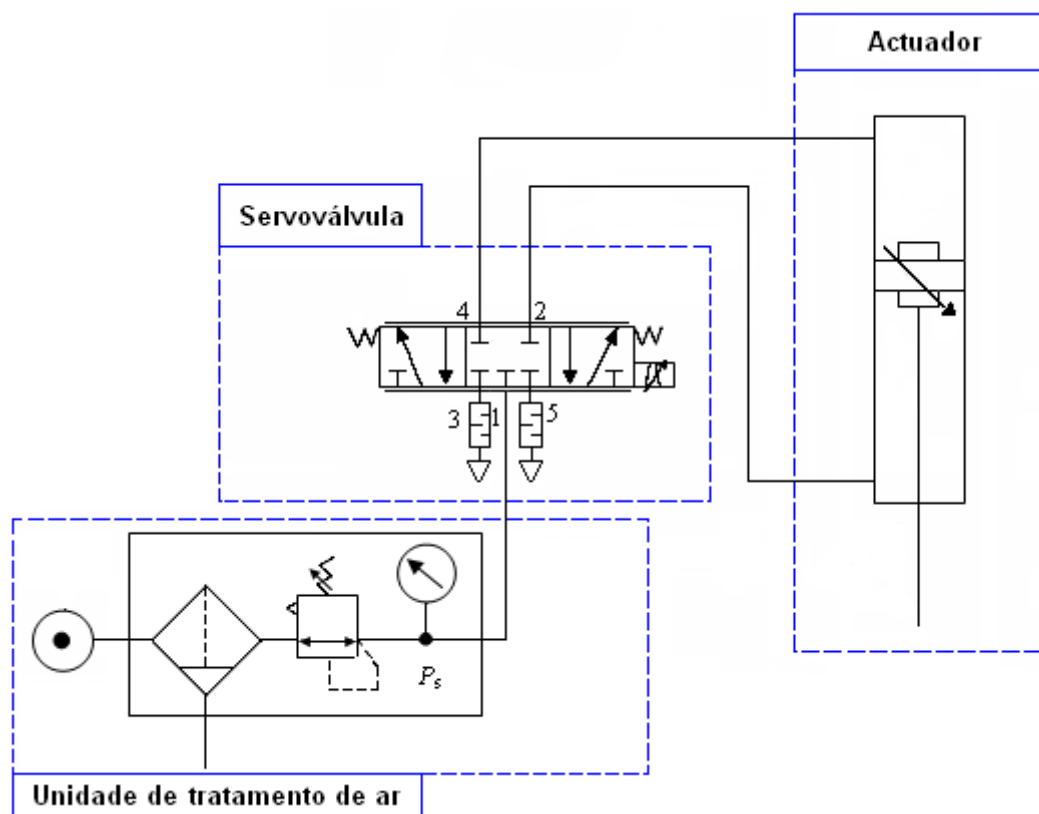


Figura 3.4 - Circuito pneumático do simulador de fadiga.

A servoválvula é fabricada pela FESTO (ref.^a MPYE-5-1/8-HF-010-B) [60] e o seu princípio de funcionamento é baseado na regulação proporcional do caudal. O avanço e retorno é efectuado através dos seus cinco orifícios e centro fechado, e o sentido de fluxo não é reversível. O actuador pneumático é um cilindro industrial de duplo efeito e assimétrico, do fabricante FESTO (ref.^a CRDNGS-80-200-PPV-A) [61]. A tabela 3.1 enumera as principais características da servoválvula (a) e do cilindro (b):

Tabela 3.1 - Principais características da servoválvula (a) e do cilindro pneumático (b).

| Característica da Servoválvula | Valor | Característica do Cilindro | Valor |
|---|----------|--------------------------------|-----------------------|
| Pressão Máxima Admissível | 10 bar | Diâmetro do Pistão (d_p) | 80 mm |
| Tensão de Alimentação | 24 V | Diâmetro da haste (d_h) | 25 mm |
| Caudal Nominal (dm/dt) | 700 SLPM | Curso do Cilindro (L) | 200 mm |
| Largura de Banda a -3dB (avanço completo) | 100 Hz | Área da Câmara A (A_A) | 0,005 m ² |
| Tensão de Referência (u) | 0-10 V | Área da Câmara B (A_B) | 0,0045 m ² |
| | | Força teórica a 6 bar, retorno | 2721 N |
| | | Força teórica a 6 bar, avanço | 3016 N |
| | | Curso de Amortecimento | 30 mm |
| | | Pressão de Trabalho (P_s) | 0,6-10 bar |

(a)

(b)

O sistema electropneumático está instrumentado com um transdutor de força e um transdutor de posição. O transdutor de força é comercializado pela AEP, ref.^a CTC41001T5 [62], com capacidade de medição até uma tonelada e de princípio de funcionamento resistivo. A sua não linearidade máxima é $\pm 0,05\%$ do seu valor de fim de escala (FS), e possui 2,5 kHz de largura de banda. Para a medição da posição da massa móvel (ou da haste do cilindro) é utilizado um codificador incremental linear de princípio de funcionamento óptico, com resolução máxima de $\pm 5 \mu\text{m/m}$ mas com resolução diferencial de $1 \mu\text{m}$, e com curso de leitura igual a 220 mm. É fabricado pela Fagor, ref.^a SSVX-220-5-B-A [63], sendo composto por dois elementos: um bloco de leitura (EC-3P-O) solidário com a haste do cilindro e uma régua solidária com o cilindro. A figura 3.5 sintetiza o sistema electropneumático utilizado neste trabalho, onde o cilindro e a electroválvula se encontram representados esquematicamente e onde se encontra esclarecida a origem do referencial das posições da massa móvel de 6.2 Kg. A gaveta da válvula movimenta-se axialmente no interior da camisa, o que faz variar a área das restrições por onde passa o ar. A variação da quantidade de ar que entra e sai do cilindro é controlada pelo deslocamento da gaveta que, por sua vez, é controlada pelo sinal de controlo que é enviado pelo controlador.

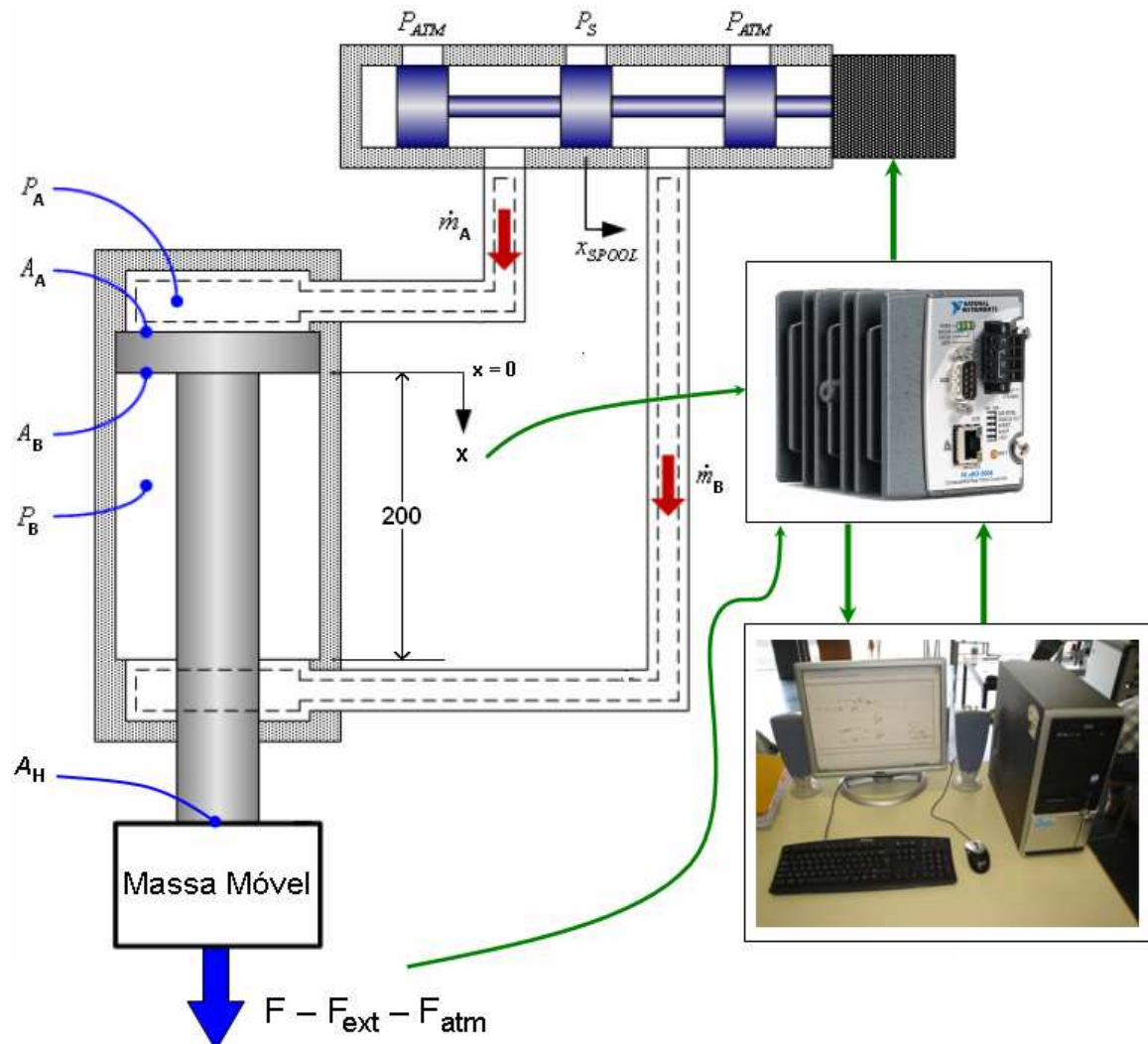


Figura 3.5 - Representação esquemática do sistema electropneumático.

3.2 PLATAFORMA DE HARDWARE

A interface entre plataforma de *software* e a instrumentação é realizada por uma plataforma comercial CompactRIO® da National Instruments (figura 3.6). É um sistema de controlo embebido e de aquisição de dados, equipado com um controlador de tempo real para a execução de operações autónomas e distribuídas com elevada fiabilidade; e um FPGA para possibilitar a execução de funções em *hardware* “à medida”. Do site da National Instruments é ainda possível apreender que o sistema é robusto, configurável e inclui a capacidade de permitir a (rápida) inserção e/ou remoção de cartas de entrada/saída, de modo a proporcionar uma elevada flexibilidade na ligação a uma grande gama de sensores e actuadores [64]. Ainda é referido que o utilizador tem à sua disposição a ferramenta de programação gráfica LabVIEW, que permite o rápido desenvolvimento de aplicações.



Figura 3.6 - PAC CompactRIO® da National Instruments.

O PAC é composto por um controlador embebido de tempo real cRIO-9002 [65], um chassi de quatro *slots* CRIO-9101 [66] que recebe três módulos de entrada/saída: um módulo de leitura de entradas analógicas cRIO-9215 de 16 bits [67], um módulo de leitura de entradas digitais cRIO-9411 [68] e um módulo de saídas analógicas cRIO-9263 de 16 bits [69].

O CompactRIO-9002 é um controlador que potencia a execução de tarefas de forma determinística e autónoma. Possuindo o seu próprio processador Pentium de 195 MHz, foi dotado de capacidade de processamento determinístico embebido *multithreaded* com ciclo de relógio de 1 kHz. Além da comunicação via TCP/IP, UDP, Modbus/TCP, IrDA e por protocolos série para comunicação na rede local, este *hardware* ainda tem incluído os servidores VISA, HTTP e FTP. Tem como sistema operativo o LabVIEW Real-Time (Phar Lap ETS 10.1 RTOS) [70], que é um sistema Soft Real-Time SO, ou seja, apresenta apenas restrições temporais do tipo *firm* ou *soft*. As tabelas 3.2, 3.3, 3.4 e 3.5 retratam as principais características do controlador e dos módulos de entrada e saída.

O CompactRIO-9101 é o coração do sistema CompactRIO. É um *chassi* com 4 *slots* para 4 módulos de entrada/saída e inclui um FPGA com um milhão de portas lógicas internas, que está ligado individualmente a cada módulo de entrada/saída e tem a capacidade de aquisição de dados através de funções elementares de leitura e escrita. O FPGA é uma tecnologia de *hardware* reconfigurável que executa código com um ciclo de relógio de 40 MHz, permitindo operações de controlo e aquisição de dados de forma determinística, flexível e com elevada velocidade, mas

somente com números sem vírgula flutuante (inteiros). Tem ainda 82 *KB* de memória RAM e capacidade de processamento paralelo, com partilha do conteúdo de variáveis entre estruturas de execução de código. O manual do CompactRIO refere que podem ser desenvolvidos múltiplos sistemas analógicos de controlo PID no FPGA, com taxas de execução superiores a 100 *kS/s*, e sistemas de controlo digital a 1 *MS/s*, sem esquecer que a inserção de código não reduz a velocidade de processamento do FPGA. Porque não existem barramentos de comunicação partilhada entre o RIO FPGA e os módulos de entrada/saída, as operações de leitura e escrita podem ser precisamente sincronizadas com 25 *ns* de resolução temporal. Como não existe um sistema operativo associado ao FPGA, o código é implementado de modo a assegurar o máximo desempenho e fiabilidade. O FPGA está ligado ao controlador cRIO-9002 através de um barramento PCI local, que permite que o controlador possa ter acesso a todas as variáveis do programa no FPGA. A figura 3.7 apresenta a arquitectura do CompactRIO.

Ainda falta referir que o PC tem um CPU da Intel, core (TM) 2, com uma velocidade de relógio de 2.13 *GHz* e 2 *GB* de RAM. O seu sistema operativo é o Microsoft Windows XP Professional.

Tabela 3.2 - Principais características do CompactRIO-9002.

| Características do CompactRIO-9002 | Valor |
|------------------------------------|--|
| Tensão de Alimentação | 9 a 35 V |
| Processador | 195 MHz |
| Memória DRAM | 32 MB |
| Memória não volátil | 64 MB |
| Interface de rede | 10BaseT e 100BaseTX <i>ethernet</i> |
| Compatibilidade | IEEE 802.3 |
| Taxa de Comunicação | 10 Mbps ou 100 Mbps |



Tabela 3.3 - Principais características do CompactRIO-9215.

| Características do CompactRIO-9215 | Valor |
|---------------------------------------|------------|
| Tipo de sinal | Tensão |
| Gama de Valores dos Sinais | ± 10 V |
| Canais | 4 |
| Resolução | 16 bits |
| Máxima Taxa de Amostragem (por canal) | 100 kS/s |



Tabela 3.4 - Principais características do CompactRIO-9411.

| Características do CompactRIO-9411 | Valor |
|------------------------------------|----------|
| Lógica | 5 V/ TTL |
| Canais | 8 |
| Taxa de Aquisição | 500 ns |



Tabela 3.5 - Principais características do CompactRIO-9263.

| Características do CompactRIO-9263 | Valor |
|---------------------------------------|------------|
| Tipo de sinal | Tensão |
| Gama de Valores dos Sinais | ± 10 V |
| Canais | 4 |
| Resolução | 16 bits |
| Máxima Taxa de Amostragem (por canal) | 100 kS/s |

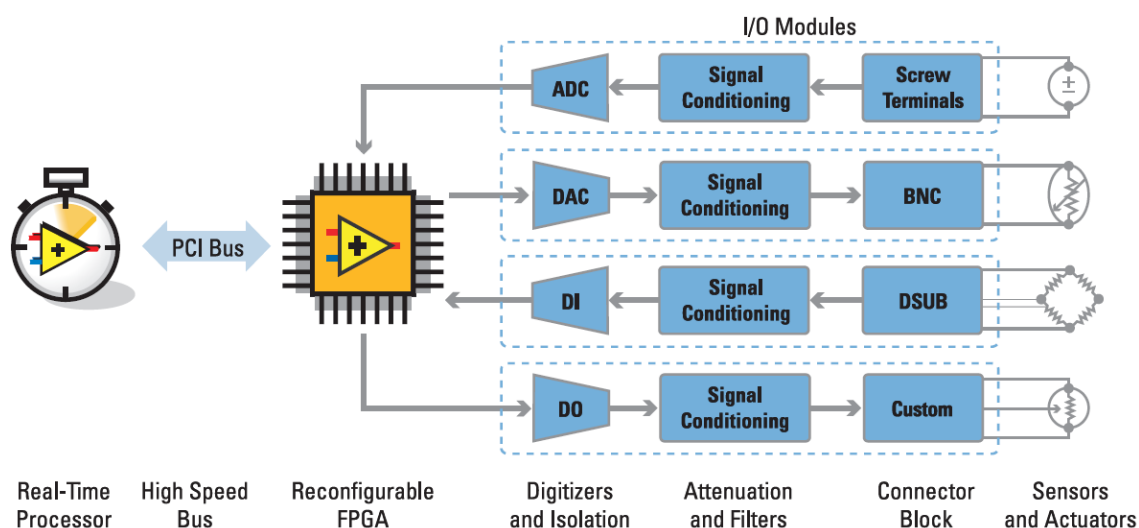


Figura 3.7 - Arquitectura do CompactRIO.

3.3 PLATAFORMA DE SOFTWARE

Todo o *software* de controlo, monitorização e aquisição de dados foi desenvolvido com o LabVIEW 8.0 Professional Development System e LabVIEW Reconfigurable I/O Software Development Kit, onde se incluem os módulos LabVIEW Real-Time 8.0 [71] e LabVIEW FPGA 8.0 [72]. Para o desenvolvimento de programas a serem executados pelo FPGA, o utilizador conta com um conjunto de estruturas de controlo de fluxo e de dados (onde também podem ser associadas prioridades, períodos de execução, *deadlines* e outros parâmetros), e de funções aritméticas, booleanas e não lineares. É ainda constituído por funções internas para controlo PID em malha

fechada, filtros FIR de 5ª ordem, 1D *look-up tables*, interpolação linear, geração de ondas sinusoidais, estruturas de sincronização de dados, operações de leitura e escrita, etc. Tem ainda a vantagem de não exigir do utilizador o conhecimento de linguagens de programação de *hardware*, como o VHDL. De facto, é utilizado um processo de abstracção que apresenta o LabVIEW como linguagem de programação no desenvolvimento do programa, que posteriormente é traduzido em código VHDL pelo compilador Xilinx ISE. A compilação destes *FPGA VI's* ainda envolve a optimização e verificação do *routing* e o *download* do *bit stream* gerado para o FPGA.

No LabVIEW Real-Time desenvolvem-se programas para serem executados pelo cRIO-9002, onde podem ser invocadas ferramentas de análise, visualização, comunicação e gravação de sinais com vírgula flutuante. Usando o servidor *Web* do cRIO-9002, o LabVIEW Real-Time tem rotinas para implementar a publicação automática na *internet* de uma imagem da interface gráfica dos programas que estão a ser executados no cRIO-9002 (o painel frontal do VI que está em execução em tempo-real). Esta ferramenta tem bastante utilidade pois permite a monitorização e controlo remoto multi-cliente da aplicação, embora só possam ter acesso os utilizadores devidamente autorizados, e um de cada vez.

3.3.1 CONFIGURAÇÃO DA ESTRUTURA DE SOFTWARE

A plataforma de *hardware*, descrita na secção anterior, permitiu o desenvolvimento de uma plataforma de *software* distribuída, no máximo, em três camadas, nomeadamente o *software* que é executado independentemente no PC, no cRIO-9002 e no FPGA e que suporta uma estrutura de comunicação bem definida. Em função da configuração, a plataforma deve contribuir para que as operações de controlo, aquisição e gravação de dados se realizem com requisitos de garantia de fiabilidade dos ensaios, com autonomia do controlador, com grande flexibilidade de *upgrade* aos controladores e com versatilidade na realização de diferentes ensaios. O problema da configuração é o problema do escalonamento de operações entre os diversos componentes de *hardware*, ou seja, a atribuição da execução de determinada operação em *software* a determinado componente de *hardware*. São muitas as possíveis configurações (na verdade, é uma combinação do número de componentes de *hardware* e do número de operações de *software* que são necessárias executar), entre as quais se destacam sete, apresentadas na tabela 3.6. Todas tentam lidar com as vantagens e limitações de cada *hardware*, e a forma como podem interagir para assegurar ensaios de longa duração, geralmente mais de duas semanas em execução ininterrupta de ciclos de controlo de força ou posição.

Tabela 3.6 - Descrição de várias configurações da plataforma de *software*.

| Configuração 1 | HARDWARE | OPERAÇÕES DE SOFTWARE |
|-------------------|--|--|
| | PC | Não são definidas operações. |
| | cRIO-9002 | <i>Boot</i> do FPGA. |
| | FPGA | Leitura e escrita dos módulos I/O, geração de trajectórias e controlo. |
| Comentário | Esta configuração não permite a gravação de dados nem a visualização da evolução das variáveis do processo de controlo. O utilizador não pode dar ordens de comando, portanto o <i>startup</i> do processo é efectuado com o <i>boot</i> do CompactRIO, e as trajectórias de controlo são inalteráveis. Os algoritmos de controlo são executados em <i>hardware</i> , mas podem surgir problemas de oscilações ao utilizar o FPGA no controlo em malha fechada. Ainda a referir que esta configuração não permite a monitorização nem controlo remoto. | |
| Configuração 2 | HARDWARE | OPERAÇÕES DE SOFTWARE |
| | PC | <i>Boot</i> do FPGA, operações gráficas, comunicação e gravação de dados. |
| | cRIO-9002 | Não são definidas operações. |
| | FPGA | Leitura e escrita dos módulos I/O, geração de trajectórias e controlo. |
| Comentário | Esta configuração tem dois modos possíveis: (1) a comunicação com o FPGA VI de forma programática, ou seja, é necessário desenvolver uma aplicação no PC com uma interface gráfica e operações de comunicação com o FPGA; (2) comunicação directa com o painel frontal do FPGA VI (forma interactiva). Assim, o utilizador pode dar ordens de comando e visualizar a evolução das operações de controlo a partir de uma destas duas interfaces. É possível a gravação de dados, mas com uma taxa inferior de 100 <i>kB/s</i> . Podem ocorrer problemas de oscilações ao utilizar o FPGA no controlo em malha fechada. A configuração não permite a monitorização nem o controlo remoto. O arranque do processo é efectuado com o <i>boot</i> do CompactRIO através de ordem expressa do utilizador a partir do PC. | |
| Configuração 3 | HARDWARE | OPERAÇÕES DE SOFTWARE |
| | PC | <i>Boot</i> do FPGA, operações gráficas, geração de trajectórias, comunicação, controlo e gravação de dados. |
| | cRIO-9002 | Não são definidas operações. |
| | FPGA | Leitura e escrita dos módulos I/O. |
| Comentário | A configuração é muito idêntica à discutida em 2. Atribuir ao PC a geração de trajectórias e o algoritmo de controlo tem como objectivo retirar as causas que | |

| | |
|--|--|
| | <p>potenciam comportamentos oscilatórios na utilização do FPGA para executar os algoritmos de controlo. Embora o PC tenha uma velocidade de relógio muito mais elevada que o restante <i>hardware</i>, muitos são os processos que podem estar a ser executados concorrentemente com os programas LabVIEW. E somando a isto o tempo de execução das operações gráficas de interface com o utilizador e a gravação de dados (operações tipicamente lentas), não é garantido que a execução do algoritmo de controlo seja efectuada em tempo real. Apresenta ainda a desvantagem de não assegurar que o sistema de comando continue disponível ou a ser executado quando o sistema de interface é desligado de forma voluntária ou involuntária (por exemplo, <i>crashes</i> do SO).</p> |
|--|--|

| Configuração 4 | HARDWARE | OPERAÇÕES DE SOFTWARE |
|-------------------|--|--|
| | PC | Não são definidas operações. |
| | cRIO-9002 | <i>Boot</i> do FPGA, geração de trajectórias, controlo, comunicação e gravação de dados. |
| | FPGA | Leitura e escrita dos módulos I/O. |
| Comentário | <p>Esta configuração tem a vantagem de executar os algoritmos de controlo, geração de trajectórias, gravação de dados (até à frequência de 1 <i>kHz</i>) e comunicação com restrições temporais <i>soft</i> garantidas pelo cRIO-9002. Tem a desvantagem de não permitir que o utilizador visualize localmente a evolução das variáveis do processo de controlo, mas o problema é minimizado com a possibilidade de monitorização e controlo remoto. O arranque do processo é efectuado com o <i>boot</i> do CompactRIO.</p> | |

| Configuração 5 | HARDWARE | OPERAÇÕES DE SOFTWARE |
|-------------------|--|--|
| | PC | Não são definidas operações. |
| | cRIO-9002 | <i>Boot</i> do FPGA, geração de trajectórias, comunicação e gravação de dados. |
| | FPGA | Leitura e escrita dos módulos I/O, e controlo. |
| Comentário | <p>Esta configuração, embora muito semelhante à descrita em 5, assegura que os algoritmos de controlo sejam executados com um ciclo de relógio de 40 <i>MHz</i> (em <i>hardware</i>) e como se tivessem um “processador dedicado”. Por outro lado, deve ser dado especial cuidado na implementação desses mesmos algoritmos, de modo a evitar comportamentos oscilatórios.</p> | |

| Configuração 6 | HARDWARE | OPERAÇÕES DE SOFTWARE |
|-------------------|---|--|
| | PC | <i>Boot</i> do cRIO-9002, operações gráficas e gravação de dados |
| | cRIO-9002 | <i>Boot</i> do FPGA, operações de comunicação, geração de trajectórias e gravação de dados e controlo. |
| | FPGA | Leitura e escrita dos módulos I/O. |
| Comentário | Esta configuração tem a vantagem de executar os algoritmos de controlo, geração de trajectórias, gravação de dados (até à frequência de 1 <i>kHz</i>) e comunicação com restrições temporais <i>soft</i> garantidas pelo cRIO-9002. Tem ainda a vantagem de permitir que o utilizador visualize e controle local e remotamente a evolução das variáveis do processo de controlo. O arranque do processo é efectuado com o <i>boot</i> do CompactRIO através de ordem expressa do utilizador a partir do PC. O utilizador tem a possibilidade de escolher gravar os dados a partir da camada de <i>software</i> no PC ou no cRIO-9002. De facto, para operações de controlo com seguimento de trajectórias de baixa frequência e em que não seja requisito a gravação das variáveis de controlo com elevada taxa de amostragem, a gravação dos dados poderá ser efectuada directamente pelo PC (à taxa de transferência de dados no máximo de 2 <i>KB/s</i>). Ainda pode ser visualizado o estado das variáveis declaradas no programa do FPGA a partir do seu painel frontal interactivo. | |
| Configuração 7 | HARDWARE | OPERAÇÕES DE SOFTWARE |
| | PC | <i>Boot</i> do cRIO-9002, operações gráficas e gravação de dados. |
| | cRIO-9002 | <i>Boot</i> do FPGA, operações de comunicação, geração de trajectórias e gravação de dados. |
| | FPGA | Leitura e escrita dos módulos I/O, e controlo. |
| Comentário | Esta configuração, embora muito semelhante à descrita em 6, assegura que os algoritmos de controlo sejam executados com um ciclo de relógio de 40 <i>MHz</i> , em <i>hardware</i> e com capacidade de processamento paralelo. Devem ser prestados cuidados adicionais na implementação desses mesmos algoritmos, de modo a evitar comportamentos oscilatórios do processo. | |

A análise anterior dá a compreender que é indiscutível que o FPGA seja interveniente no processo de controlo. Tanto o cRIO-9002 como o PC podem ser retirados da plataforma de *hardware* e, mesmo assim, em muitos casos seria possível a construção de uma plataforma de *software*, embora com menor flexibilidade, robustez, fiabilidade, interacção com o utilizador e número de funcionalidades do *software* de controlo. Devido às suas potencialidades para executar tanto algoritmos de controlo como a aquisição de dados, com velocidade muito superior ao cRIO-9002, e sem as restrições de um único processador para *n* tarefas, poder-se-á afirmar que o FPGA é o

elemento chave. Atrás foi dito “em muitos casos”, não em todos, porque as suas restrições também não podem ser menosprezadas do quadro de requisitos do sistema de controlo. São três os seus grandes inconvenientes: tem somente 82 KB de memória RAM e não tem acesso directo à memória não-volátil para a gravação de dados; tem elevado tempo de compilação do programa (um simples programa, só para operações de leitura e escrita dos módulos I/O, pode demorar mais de meia hora a ser compilado), inadequado para trabalhos de investigação; e somente realiza operações com números inteiros (sem vírgula flutuante), o que pode implicar a necessidade de pré e pós-processadores na implementação de controladores e garantidamente é-lhe impossível a geração de trajectórias de controlo de elevada resolução. Propositadamente, este último aspecto é referido à geração de trajectórias e não directamente na acção de controlo, porque as operações de leitura e escrita fazem a conversão de $[-10\ 10]\text{ (V)} \rightarrow [-2^{16}/2\ 2^{16}/2]$ [78, p. 2-5] e $[-2^{16}/2\ 2^{16}/2] \rightarrow [-10\ 10]\text{ (V)}$ [78, p. 2-6], respectivamente. Num trabalho realizado por Santos, *et al* [73] foi verificado experimentalmente que as operações de leitura de quatro transdutores, de escrita para quatro electroválvulas proporcionais, de processamento de quatro algoritmos de controlo PID e quatro geradores de trajectórias através de *look-up tables* de 500 elementos, são suficientes para provocar o *overload* do FPGA.

Mas o controlador de tempo real cRIO-9002 também não está ilibado da preocupação do projectista. De facto, a taxa de transferência de dados entre o FPGA e o cRIO-9002 é tipicamente limitada a 70–100 kB/s. A transferência de dados em variáveis de 16 *bit* é equivalente a transferir dados a 35–50 kS/s por canal, mas a máxima taxa de transferência depende da quantidade de outras operações que a aplicação em tempo real deverá realizar. Portanto, as elevadas taxas de processamento do FPGA não são inteiramente aproveitadas pelo cRIO-9002. Este problema é, em parte, minimizado pela utilização de mecanismos de acesso directo à memória (DMA), de modo a aliviar o processador da tarefa de controlar as operações de transferência. Contudo, a primeira componente que afecta a previsibilidade do escalonamento é o próprio processador, nomeadamente com a utilização de memória *cache* e os mecanismos DMA. Embora estas potencialidades melhorem a performance média do processador, também introduzem factores de não determinismo que eliminam uma análise precisa dos tempos de execução do pior caso (*worst-case execution time* - WCET) [74, pp. 12-18]. Não foi possível obter informação junto da National Instruments acerca do método de transferência por DMA utilizado pelo CompactRIO. A bibliografia descreve alguns métodos, entre os quais o típico método *cycle stealing* como o exemplo para que o tempo de resposta de uma tarefa não seja determinado com precisão, e o método *time-slice*, que já apresenta características de previsibilidade de maior exactidão. Além dos problemas já enumerados, o cRIO-9002 só dispõe de 3 DMA, o que poderá ser bastante limitativo em aplicações com um número, mais ou menos, elevado de sensores e actuadores. Para além disso, o problema do escalonamento relembra que as limitações atrás descritas não vivem isoladas. Alocar operações de comunicação (entre o PC e o cRIO-9002, e entre o cRIO-9002 e o FPGA), de processamento dos algoritmos de controlo, de geração de trajectórias de comando e de gravação de dados, com janelas temporais apertadas e de prioridades diferentes é uma missão delicada. Do contacto com a National Instruments, foi esclarecido que o algoritmo de escalonamento de tarefas

é baseado em prioridades e que o RTOS do cRIO-9002 encontra sempre (se possível) a forma mais eficiente de executar a aplicação em tempo real, por isso esse tipo de questões muito técnicas não é, geralmente, exposta ao utilizador. Ou seja, o labVIEW Real-Time fornece um elevado nível de abstracção de modo a evitar que o utilizador se preocupe com questões como a concorrência ou a sincronização entre tarefas, a inversão de prioridades e o acesso a recursos partilhados. Tendo em conta que existem muitos métodos baseados em prioridades, — por exemplo o EDF (*Earliest Deadline First*), EDD (*Earliest Due Date*), BB (*Branch and Bound*), RM (*Rate Monotonic*), DM (*Deadline Monotonic*), LSF (*Least Slack First*), FCFS (*First Come First Server*), PIP (*Priority Inheritance Protocol*), PCP (*Priority Ceiling Protocol*), entre muitos outros —, não foi possível compreender como o cRIO-9002 realiza o escalonamento das tarefas e, assim, não é possível fazer testes de escalonabilidade. Também não é possível a modificação das políticas de escalonamento e o controlo de admissão de tarefas. Portanto, levantam-se dúvidas sobre a adequação desta plataforma em projectos de investigação onde seja necessário aceder ao baixo nível da plataforma.

Tendo em conta todas as restrições temporais das tarefas (apresentadas na secção 3.3.3) e da plataforma de *hardware*, foi escolhida a configuração 6. A figura 3.8 utiliza Redes Petri (PN) para modelar a interacção entre as camadas de *software* durante os processos de arranque e encerramento do sistema de controlo. É claro que o sistema de controlo só entra, e entra imediatamente, no estado de execução quando o utilizador manda executar os programas no PC que, por sua vez, vão comunicar com os *startup virtual instruments* do cRIO-9002, e estes ordenam que o FPGA se ocupe com as operações de leitura e escrita (I/O). Repare-se que a interpretação para os dois *tokens* da posição P8 é que a partir de ordem expressa do utilizador que são colocados o cRIO-9002 e o FPGA em funcionamento autónomo, embora em constante comunicação. A descrição “*run top level*” (negado) significa que estarão os dois *tokens* em P8 sempre que o cRIO-9002 e o FPGA não estejam no ciclo de controlo. A decisão de encerramento da aplicação também só acontece com ordem explícita do utilizador, ou em circunstâncias involuntárias que façam disparar as transições T6 e T9. O disparo da transição T9 ocorre quando existe uma falha de energia no CompactRIO (por exemplo, quando é desligado o quadro eléctrico) e os programas no cRIO-9002 e no FPGA estão em execução. Uma situação distinta ocorre com T6, que é disparada quando ocorre uma falha de energia eléctrica no PC, ou ocorre um *crash* no programa (ou que afecta o programa), ou é feito o *shutdown* da aplicação de controlo, ou o utilizador ordena o encerramento da aplicação de controlo enquanto os programas do PC ainda estão no estado de execução. As abreviaturas *PC_soft*, *9002_soft* e *FPGA_soft* foram utilizadas para englobar o conjunto de programas em cada camada de *software* e que deverá ser executado em cada *hardware*. Assim, as posições P3, P4 e P5, referem-se ao estado de execução dos programas no PC, cRIO-9002 e FPGA, respectivamente, ou seja, um *token* em cada uma destas posições indica que o *hardware* (associado a cada posição) está a executar as operações de *software* especificadas. A descrição IM das transições T3, T4, T5, T9 significa que são disparadas imediatamente. Foi necessário criar uma posição redundante, P6, que se destina a modelar a possibilidade de encerramento (voluntário ou involuntário) dos programas LabVIEW do PC, ou do

próprio PC, mas com a garantia de que a aplicação de controlo não é encerrada em cascata. Na prática, esta questão é solucionada se o PC guardar em RAM a referência do servidor CompactRIO e dos seus *startup* VIs, e se o cRIO-9002 guardar em RAM uma referência dos mesmos *startup* VIs (que deverá mantê-los no estado de execução) e do “VI” a ser executado pelo FPGA [75, p. 787]. Uma justificação mais detalhada pode ser encontrada na PN do Anexo B. A figura 3.9 apresenta um diagrama de sequência, segundo a linguagem de modelação UML, que explica o processo de comunicação entre os diversos actores do processo de execução de uma ordem de seguimento de determinada trajectória de controlo, definida pelo utilizador.

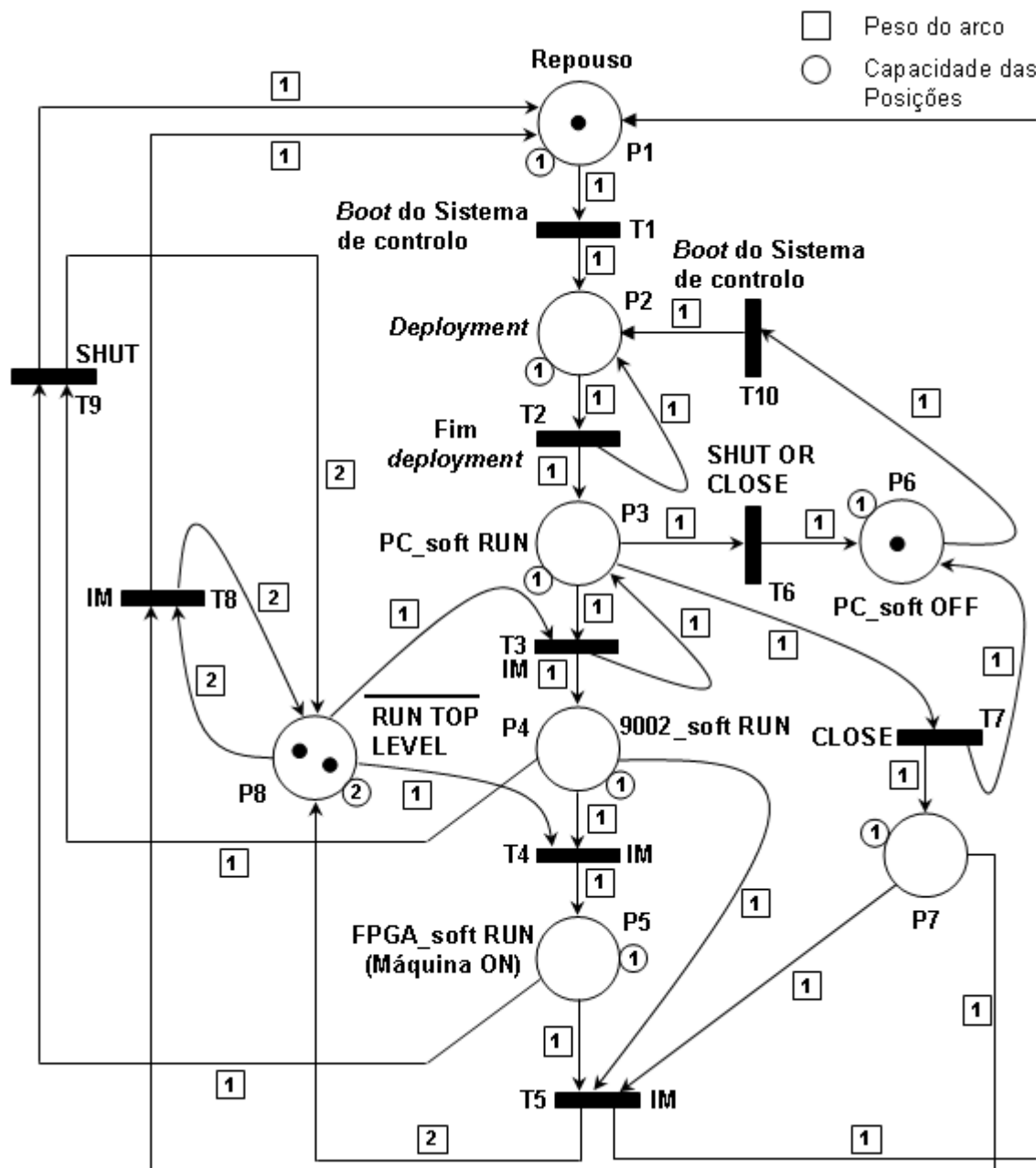
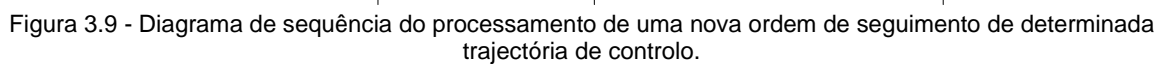


Figura 3.8 - Modelação com PN da interacção entre camadas de *software* no arranque e encerramento do sistema de controlo.



The diagram illustrates the CompactRIO Real-Time Controller architecture. On the left, a dashed box labeled 'Host PC' contains a 'User Interface (GUI)' represented by a red circular arrow. A yellow double-headed arrow labeled 'Network (TCP/IP, UDP)' connects the Host PC to the CompactRIO Real-Time Controller. The controller is shown on the right with three main components: a 'Normal Priority Loop' (Communication, Control, Datalogging) at the top, an 'Inter-thread communication' block in the middle, and a 'Time Critical Loop' (FPGA Read/Write) at the bottom. A yellow arrow points from the Normal Priority Loop to the Time Critical Loop. A blue arrow points from the Time Critical Loop to the Inter-thread communication block. A green arrow points from the Inter-thread communication block to the Normal Priority Loop. Below the controller, there are two horizontal arrows: a green arrow pointing left labeled 'Output' and a grey arrow pointing right labeled 'Input'.

Página 3-58

3.3.2 OPERAÇÕES NO FPGA

Foi escolhida a configuração seis para a realização da grande maioria dos ensaios levados a cabo ao longo deste trabalho. Contudo, de modo a uma melhor compreensão das dificuldades de implementação de um algoritmo de controlo em *hardware*, foram realizados alguns ensaios com a configuração sete. Na configuração seis foi somente programado um ciclo para a operação de leitura do codificador incremental, que engloba a contagem dos impulsos e detecção da direcção, e um ciclo para a operação de leitura do circuito de condicionamento do transdutor de força e para a operação de escrita para a electroválvula proporcional. A configuração sete junta os ciclos da configuração seis e adiciona um outro para a tarefa de controlo em malha fechada, utilizando os métodos PID e FLC. A implementação do controlo em malha fechada no FPGA torna o sistema mais vulnerável a oscilações indesejadas relativamente à implementação do mesmo controlador no cRIO-9002. O primeiro problema encontra-se na dificuldade de construção de uma *Look-up Table* (LUT) com duas dimensões (2D). Repare-se que é simples utilizar uma LUT para armazenar um conjunto de pontos que descrevem a acção de controlo do processo. O LabVIEW FPGA 8.0 dá somente a possibilidade de preencher uma LUT com uma dimensão (1D). Portanto, uma LUT 2D só pode ser implementada com recurso a um conjunto de *arrays*, tantos quanto a soma do número de linhas e de colunas, juntamente com um mecanismo de pesquisa. Este processo é bastante árduo e moroso, tornando bastante difícil a implementação de um controlador FLC PD. Mas o maior problema reside na impossibilidade deste FPGA trabalhar com números reais, principalmente na busca de elementos às suas LUT's 1D. Verifica-se que, sendo o índice sempre inteiro, pode ser acentuada a diferença entre a amplitude da acção de controlo descrita em cada um de dois elementos consecutivos. Se não existir um considerável número de pontos para descrever o comportamento do controlador, principalmente quando o estado do sistema se encontra próximo da vizinhança de erro nulo, podem ocorrer comportamentos oscilatórios no sistema. A solução pode passar por inscrever uma curva com o maior número de elementos possível, mas a sua memória de dados é muito limitada.

3.3.3 OPERAÇÕES NO cRIO-9002

Em ambas as configurações seis e sete, o *software* no cRIO-9002 é a ponte entre o sistema de interface com o utilizador e o sistema de aquisição de dados, conquistando assim o lugar de elemento central da cadeia de comunicação. O CompactRIO (cRIO-9002 e FPGA) foi estabelecido como *slave* e o PC como *master*, mas não são concorrentes entre si nem disputam recursos. Cada um deles tem autonomia própria, excepto no arranque e encerramento do processo. A independência das operações no controlador cRIO-9002 dá azo a que sejam definidas somente cinco tarefas concorrentiais a um mesmo recurso: o seu processador. Mas são bastantes exigentes as restrições temporais de tarefas como a comunicação com o PC, a comunicação com o FPGA, o processamento do algoritmo de controlo, a geração de trajectórias e a gravação dos

dados, que devem ser executadas enquanto o utilizador não dá ordem expressa em sentido contrário. E não de ser esquecido que é desconhecido o método baseado em prioridades do algoritmo de escalonamento de tarefas do cRIO-9002.

Santos, et al [75], projectaram quatro *threads*, um para cada tarefa, e criados pelo mesmo *startup VI* da aplicação de controlo. De facto, *threads* dum mesmo processo podem partilhar a maior parte dos recursos, incluindo o espaço de endereçamento mas excluindo a *stack* e o estado do processador, tornando-se particularmente apropriados para aplicações com actividades concorrentes ao explorar o paralelismo em arquitecturas uniprocessador. Como o cRIO-9002 é um controlador embebido, não há problema se os *threads* monopolizarem o CPU, visto que ele só está dedicado a um limitado conjunto de tarefas. Não foi possível apurar se os *threads* são implementados directamente pelo SO (*kernel-level threads*) ou por código que é executado em *user-level* (*user-level threads*). Mas, o que facto, é que na definição de uma rotina com as restrições período, *deadline* e prioridade, é criado automaticamente um thread a partir do LabVIEW Real-Time. Dos resultados experimentais publicados em [75], também foi possível averiguar que a abordagem “um processo – quatro *threads*” provoca um atraso significativo na execução das tarefas relativamente às restrições temporais impostas. Isto levou a que fosse criada uma diferente abordagem: “dois processos – dois *threads*”. Foram criados dois *startup VI*, um para a gravação dos dados no disco (operação mais lenta), e outro para as restantes tarefas. Foram colocados em execução concorrential *multi-threaded*, de acordo com as restrições apresentadas na tabela 3.7:

Tabela 3.7 - Descrição das restrições das tarefas.

| Restrições | <i>Startup VI 1: Gravação e compactação dos dados</i> | <i>Startup VI 2: Comunicações, processamento do algoritmo de controlo e geração de trajectórias</i> |
|---------------|---|---|
| Prioridade | 100* | 100* |
| Período (ms) | 10 | 2 |
| Deadline (ms) | 10 | 2 |

* Prioridade deve ser um número inteiro na gama entre 1 e 2147480000.

De modo a garantir a sincronização entre a comunicação e o processamento do algoritmo de controlo, as operações do *Startup VI 2* foram dispostas sequencialmente:

1. Comunicação com o PC;
2. Gerador de trajectórias;
3. Comunicação com o FPGA: leitura dos transdutores de força e posição (transferência dos valores de retorno das funções de leitura do FPGA)
4. Processamento do algoritmo de controlo;
5. Comunicação com o FPGA: escrita para a electroválvula pneumática (transferência do argumento da função de escrita do FPGA).

Nos casos em que são englobados múltiplos sensores e actuadores, e de modo a não sobrecarregar o processador do cRIO-9002, é ainda possível desenvolver uma abordagem mista:

por exemplo, metade dos algoritmos de controlo é executada no FPGA e a outra metade no cRIO-9002.

Todos os programas foram desenvolvidos no PC. O envio/recepção de ficheiros para o/do *host* PC foi sempre efectuado com recurso ao servidor FTP do CompactRIO, nomeadamente a recepção dos ficheiros obtidos da gravação de dados, e no envio dos ficheiros executáveis que realizam as operações no cRIO-9002.

A comunicação entre o *host* PC e o *target* CompactRIO é suportada pelo protocolo TCP/IP, permitindo taxas rápidas de transmissão de informação com a ligação de 100 *Mbps* à rede local. Todas as *drivers* foram disponibilizadas pela National Instruments. Para suprir a necessidade de partilha de variáveis entre processos (para a construção de um sistema de *software* distribuído), nomeadamente entre os dois *startup* VI's (a), que concorrentemente são executados no cRIO-9002, e entre o *startup* VI 2 e o programa inscrito no PC (b), foram utilizados mecanismos de transferência de dados entre VI's baseados em variáveis globais. No caso (a) foram criadas variáveis partilhadas, associadas a estruturas FIFOs (*Single-Process Real-Time FIFO-Enabled Shared Variables*), para o transporte de dados entre secções determinísticas de código em diferentes VI's. A comunicação descrita no caso (b) tem como objectivo transferir dados entre uma secção determinística de código e uma secção não determinística, embora os pedidos dos utilizadores devam ser imediatamente cumpridos. Isto é concretizado através da utilização de um protocolo, desenvolvido pela National Instruments, designado PSP (*Publish and Subscribe Protocol*), que está optimizado para ser o transporte de variáveis partilhadas pela rede (*Network-Published Shared Variables*), que são publicadas com a actuação do mecanismo SVE (*Shared Variable Engine*) [76]. Estas variáveis globais foram declaradas no cRIO-9002 e também foram associadas a estruturas FIFO. Este mesmo *hardware* foi escolhido para a localização do SVE. Com o LabVIEW 8.0, a transmissão de dados pela rede é inferior ou igual a 2 *KB/s*, mas já é possível chegar aos 5.5 *KB/s* com o LabVIEW 8.5. Assim, no *host* PC só é possível assegurar a aquisição de dados de controlo a uma frequência inferior do que 50 *Hz*.

Relativamente à gravação dos dados, algumas particularidades devem ser esclarecidas. Dos 64 *MB* da memória não volátil do cRIO-9002, aproximadamente 13 *MB* estão alocados em ficheiros do RTOS, restando somente 51 *MB* de memória disponível para armazenamento de dados. Duas questões são imediatamente colocadas: (1) como gravar uma grande quantidade de dados; (2) como transferir os dados para o PC, de modo a ser possível a utilização de ferramentas de tratamento e análise de dados que o LabVIEW Real-Time do CompactRIO, obviamente, não disponibiliza. A primeira questão tem sentido porque os ensaios típicos de fadiga de um dispositivo biomecânico são de longa duração e é requisito a aquisição de dados à taxa de 100 *Hz*. Foi optado por uma abordagem mais simples, eficaz e que não interrompe as restantes tarefas: os dados são armazenados inicialmente num ficheiro de formato *.txt* (na memória do cRIO-9002, directório *c:\ni-rt\labview Data*), que é eliminado após ser compactado para um ficheiro diferente. Como o RTOS do CompactRIO não é baseado no Windows, as ferramentas de compressão do LabVIEW Professional Development System não funcionam no CompactRIO e as bibliotecas de funções do LabVIEW Real-Time não disponibilizam qualquer destas ferramentas. O problema foi

resolvido ao enviar, por FTP, um conjunto de funções *lvzip.dll* para o CompactRIO (directório *c:\winrt\system*), obtidas a partir da biblioteca *openG* da JKI Software, através do *software VIPM (free download)*. Aplicando estas funções, o espaço ocupado pelo ficheiro de compactação é, aproximadamente, 1000 vezes menor que o ficheiro de texto. É a partir da ordem expressa do utilizador que decorrem os eventos de início e fim de armazenamento de dados, na forma de ficheiros compactados. Assim, foi estabelecido que o sistema efectuassem uma gravação de 10 segundos a cada 1250 ciclos, somatório que ocupa aproximadamente 40 MB (dos disponíveis 51 MB) de dados compactados, que o utilizador deve fazer o *download off-line* e por FTP no fim do ensaio. Daqui poderão ser obtidos 4000 ficheiros e, aproximadamente, 11 horas de gravação das variáveis de controlo.

Poderia optar-se por uma abordagem diferente, em que os dados não são compactados mas enviados imediatamente para o PC por FTP. A simplicidade da estratégia arrasta complicações para o algoritmo de escalonamento de tarefas, e não garante que os dados são efectivamente armazenados no PC.

O servidor *web* do cRIO-9002 foi utilizado para a publicação em tempo-real de um ambiente de monitorização pré-estabelecido, mais especificamente, o painel frontal do *startup VI 2*. O *LabVIEW Web Server* publica imagens do painel frontal na rede internet, de modo que os clientes possam visualizar e controlar o painel remotamente, usando um simples *web-browser*. Estas funcionalidades só podem ser lavadas a cabo quando este *startup* está em memória. Por isso, o arranque do sistema de controlo tem de ser realizado inevitavelmente através do PC. O controlo remoto a partir de serviços *web* foi desactivado por razões de segurança e para garantir que os testes, muitas vezes longos, não são interrompidos. Até ao momento, esta ferramenta é utilizada apenas para prestar informações remotas sobre a evolução dos ensaios. A figura 3.11 apresenta a interface *web* do painel frontal do *startup VI 2*.

Assim, a um processador de ciclo de relógio de 1 kHz é atribuída a total supervisão e domínio sobre o processo de controlo para que, após ordem do utilizador para arrancar o processo, ao sistema só é feito o shutdown com instrução explícita do PC ou com a falta de alimentação eléctrica.

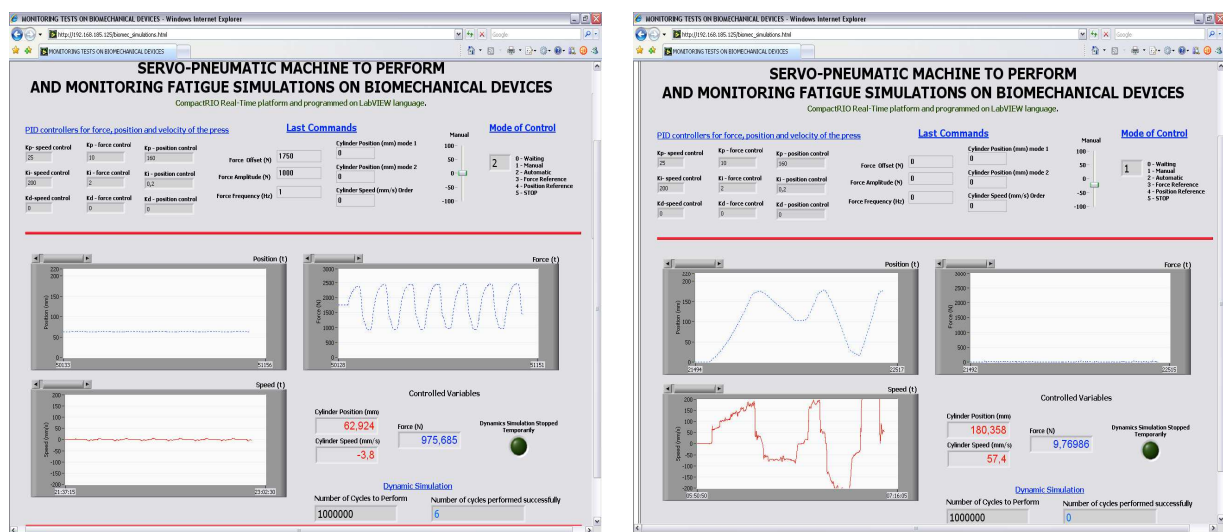
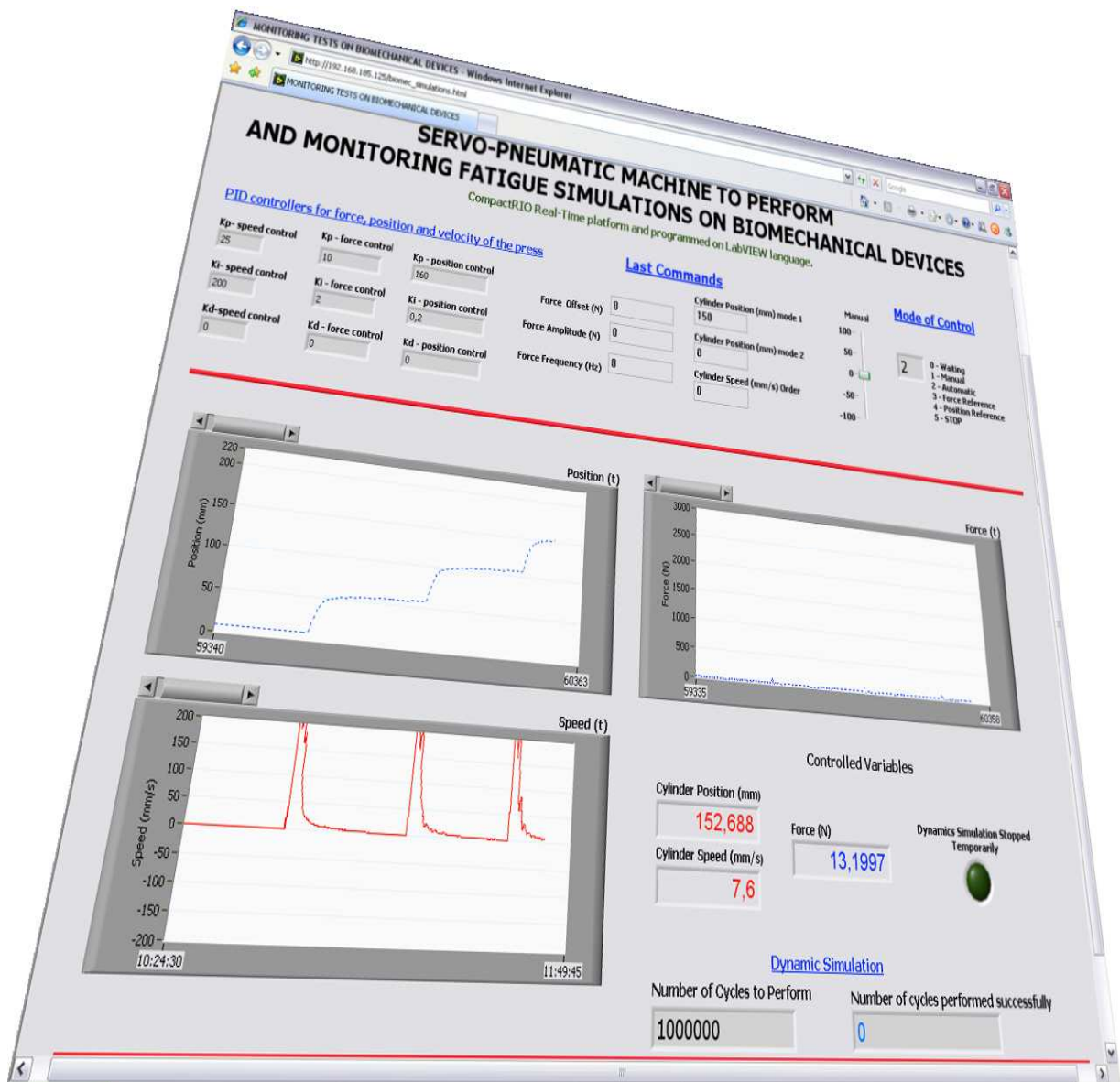


Figura 3.11 - Interface web do painel frontal do startup VI 2.

3.3.4 OPERAÇÕES NO HOST PC

Todas as ordens de controlo são geradas a partir do PC, mas este não necessita de estar conectado ao cRIO-9002. Desligado ou sem ligação protocolar com o CompactRIO, evita-se que outras pessoas, possivelmente alheias ao processo, alterem as ordens de controlo inicialmente estabelecidas pelo utilizador, e evita o consumo desnecessário de energia.

O programa de interface tem como requisitos essenciais a fácil interacção com o utilizador e a manutenção dos dados inseridos [75]. Só as alterações nas variáveis globais são comunicadas ao CompactRIO, de modo a evitar o fluxo de informação redundante. São seis os modos de controlo que disponibiliza: Manual, Automático, Referência de Posição, Referência de Força, STOP e SAIR. No modo manual, o utilizador actua directamente no caudal da servoválvula proporcional. As suas vantagens surgem na realização de operações de manutenção e, por exemplo, aquando do posicionamento inicial necessário em operações de fixação da massa móvel ao dispositivo biomecânico. O modo automático permite a realização de trajectórias sinusoidais e em degrau no controlo de força e posição. É o utilizador que determina os valores do *offset*, amplitude e frequência da trajectória. Os modos de Referência de Posição e Força permitem a construção de uma curva arbitrária de controlo definida por um conjunto de pontos, e onde ainda é possível a alteração da amplitude, frequência e até definir uma interpolação linear entre pontos consecutivos. O modo STOP interrompe todos os comandos anteriores, mantendo o último estado das variáveis em que se encontravam aquando da execução deste comando. O modo SAIR encerra a execução de todos os programas da aplicação. As figuras 3.12 e 3.13 apresentam o programa de interface com o utilizador.

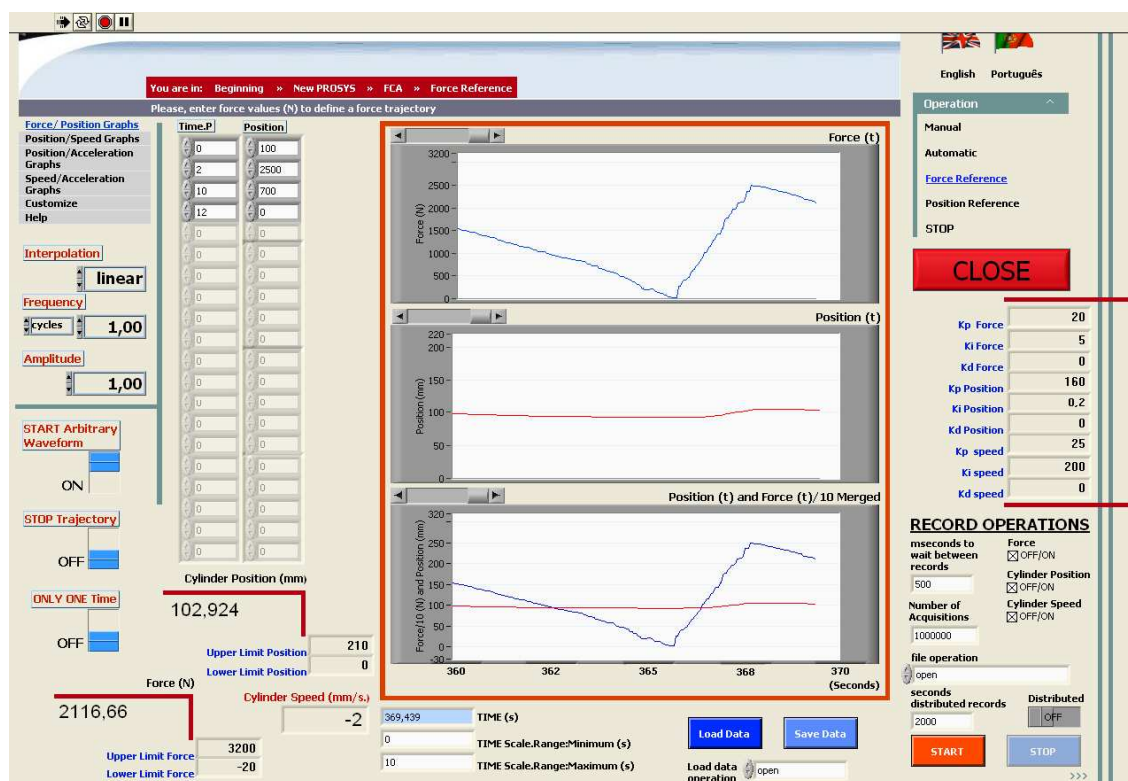


Figura 3.12 - Programa de interface com o utilizador: modo referência de força.

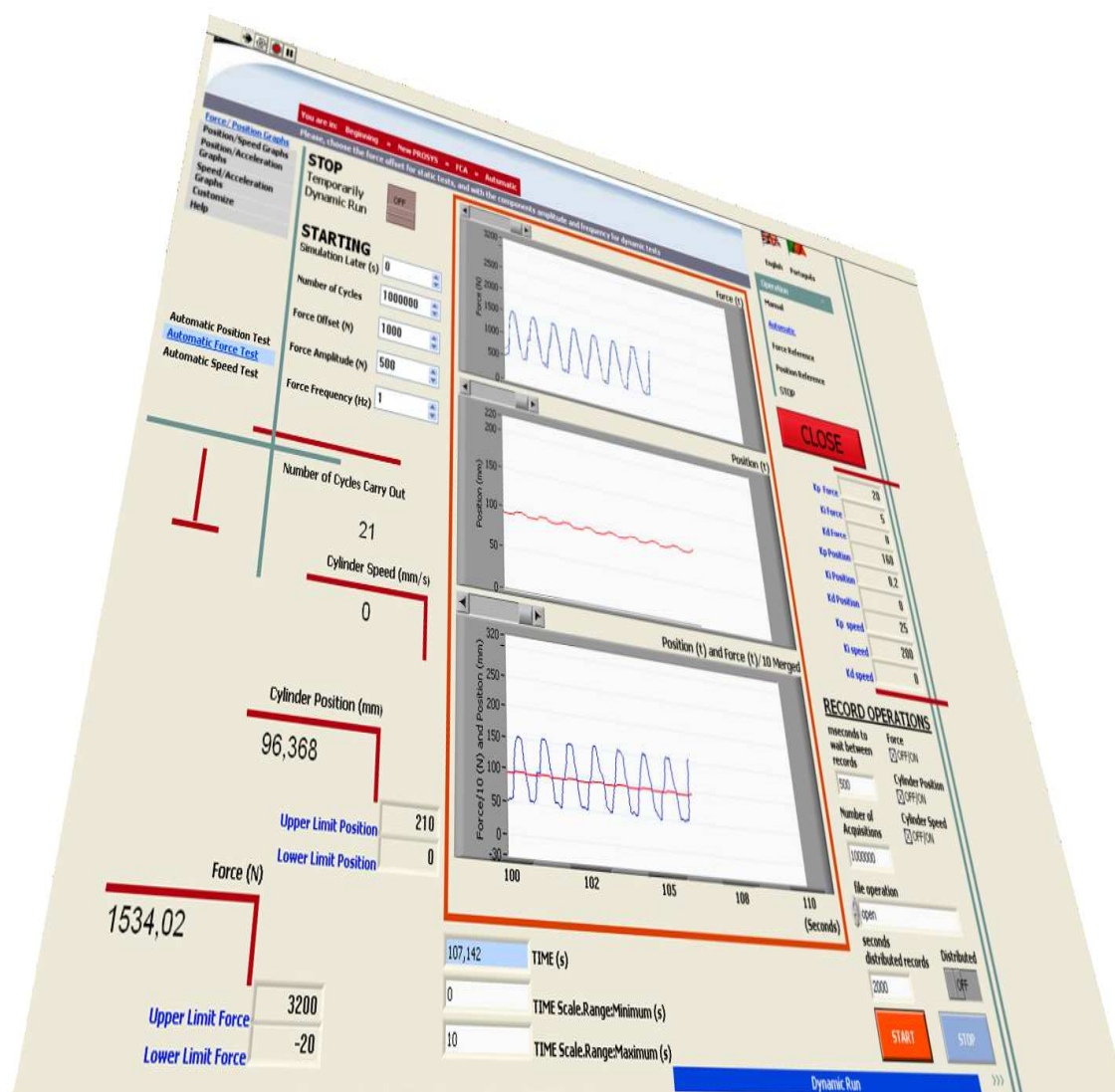


Figura 3.13 - Interface com o utilizador: modo automático no controlo de força.

CAPÍTULO 4

Páginas 67 - 92

PROJECTO DE CONTROLADORES

A evolução dos sistemas pneumáticos está, quase exclusivamente, dependente da evolução das metodologias de controlo [13, p. 2]. Até à data, nenhuma delas forneceu uma solução isenta de defeitos, essencialmente porque factores como a compressibilidade do ar, a força de atrito dos vedantes e das restantes partes do sistema, e o comportamento não linear das servoválvulas tornam a natureza destes sistemas altamente não linear. O desprezo da dinâmica da servoválvula tem sido aceite porque é tipicamente muito mais rápida que a dinâmica do actuador. Contudo, a área dos orifícios das electroválvulas não varia linearmente com o seu comando de entrada. O desprezo deste pormenor, por razões de simplificação, provoca erros de modelação próximos da posição central da electroválvula, mas torna adequada a aplicação de técnicas de controlo não linear, como o controlo por superfície de deslizamento, o retorno de estado ou o controlo adaptativo. Portanto, um modelo ideal de uma servoválvula não deve assumir a linearidade na variação da área dos orifícios e, ao mesmo tempo, deve impulsionar o controlo fino às ordens de controlo [77, p. 790]. Carneiro [12, p. 7] afirmou que “os sistemas pneumáticos constituem uma aplicação industrial particularmente adequada para o teste e desenvolvimento de novas técnicas de controlo não linear”. Além disso, os componentes pneumáticos podem ser simplesmente parte de sistemas complexos constituídos ainda por sistemas mecânicos, *hardware* e *software*. Este cenário de multidisciplinaridade resulta em mais obstáculos na modelação e torna a simulação bastante pesada e morosa, muitas vezes incompatível com os requisitos de eficiência da engenharia moderna. Devido a todas estas complexidades, os algoritmos de controlo normalmente aplicados a sistemas lineares, como os tradicionais algoritmos PID lineares, podem apresentar desempenhos pouco satisfatórios em aplicações pneumáticas mais exigentes. O fraco desempenho dos sistemas de controlo e o aparecimento de comportamentos inesperados são algumas consequências que surgem ao não considerar este tipo de sistemas como altamente não lineares.

Os modelos lineares foram extensivamente estudados e utilizados no passado, contribuindo decisivamente para que a teoria do controlo de sistemas lineares fosse aprofundada. Contudo, nos últimos anos houve uma grande evolução no controlo de sistemas e dispositivos não lineares, que induziu o estudo e utilização de novas técnicas de controlo em sistemas pneumáticos. Este interesse tem sido cada vez mais aproveitado pelas exigências empresariais e científicas,

principalmente para o aumento da precisão e do desempenho dinâmico da maquinaria moderna, cada vez mais complexa e sofisticada.

O modelo matemático nunca é uma perfeita representação do processo físico, e os sistemas pneumáticos não são excepção. O desempenho dos sistemas de controlo depende da exactidão do modelo matemático. Portanto, a identificação de sistemas e a análise não linear fornecem métodos e teoremas acerca da fiabilidade dos sistemas de controlo, mas somente precisas e exactas na extensão da precisão e exactidão do modelo matemático. Assim, mais do que serem utilizados para simulação, os modelos matemáticos dos sistemas a controlar e a análise não linear são utilizados para dar confiança à fiabilidade do sistema de controlo (como a análise de estabilidade e robustez), e não do actual processo físico [32, pp. 9-10]. Nos sistemas pneumáticos, um modelo matemático de elevada exactidão (o “modelo verdadeiro”) é tão complexo que se torna demasiado inadequado para a análise e projecto de sistemas de controlo convencionais. A complexidade poderá ser reduzida através de linearizações em torno de pontos de funcionamento do sistema ou através da abstracção da escala temporal para a descrição de alguns comportamentos [78, p. 18]. Assim, são utilizados modelos matemáticos aproximados, mas com a exactidão necessária para caracterizar o comportamento do sistema numa zona de operação desejada, de modo a possibilitar a aplicação das técnicas de análise e projecto convencionais do controlo linear ou de técnicas não lineares que necessitam dos “*design models*” de ordem inferior [32, pp. 3-5]. Neste caso, muitas vezes considera-se o modelo não linear como o verdadeiro e os modelos lineares, deduzidos do modelo não linear, como os modelos ajustados para a aplicação de métodos de controlo. A questão está em saber até que ponto o modelo, sendo uma representação idealizada e simplificada, é ou não uma representação válida do sistema real [78, p. 11]. Embora seja este o cenário mais completo que o projectista se debruça, por vezes são desprezados conhecimentos heurísticos e “regras” porque não se enquadram no modelo matemático. Simultaneamente, muitas vezes o modelo matemático da planta está acessível mas a planta continua desconhecida [32, p. 8], o que faz aumentar a probabilidade do desenvolvimento de leis de controlo inadequadas. Além disso, algumas técnicas de controlo não linear são bastante sensíveis a erros de modelação [12, p. 243] e, qualquer que seja o método de controlo, o ajuste dos seus parâmetros será sempre uma realidade inevitável, uma vez que o controlador nunca é totalmente preciso. Decerto que, em muitas circunstâncias, seria muito vantajoso a possibilidade de ter em conta, à partida, certas informações heurísticas e empíricas para o ajuste dos parâmetros do controlador. Quanto melhor seria o desenvolvimento de um controlador *human-in-the-loop*, que se abstraísse do uso intensivo do modelo e que lidasse convenientemente com as não linearidades do processo! O controlo por lógica difusa, mais conhecido por *Fuzzy Logic Control*, responde a este apelo incorporando regras dadas por um operador, íntimo conhecedor da planta, de como controlar o processo com elevado desempenho, emulando o processo de decisão do operador humano face à evolução das variáveis que podem fazer mudar o estado do processo. A figura 4.1 sublinha que lógica difusa se constitui, assim, como uma abordagem muito interessante no controlo não linear, uma vez que usa regras difusas para se adaptar às não linearidades do processo. É necessário sublinhar que isto não implica desprezar completamente a

formulação matemática do processo, até porque a informação heurística pode surgir do extenso conhecimento obtido através da modelação matemática e respectiva análise. A abordagem deste método evita os problemas relacionados com a complexidade, a imprecisão e o quão inadequados podem ser os modelos. O projecto do controlador não depende do modelo matemático, a não ser que seja necessário realizar simulações para a escolha mais precisa dos conjuntos difusos, base de regras, etc. Contudo, no anexo E é abordado um modelo para a servoválvula e um modelo para o cilindro utilizados neste trabalho, embora não parametrizados

Nesta tese foram desenvolvidos controladores PID, lineares e não lineares, FLC e híbridos para o controlo de posição e força da máquina servo-pneumática.

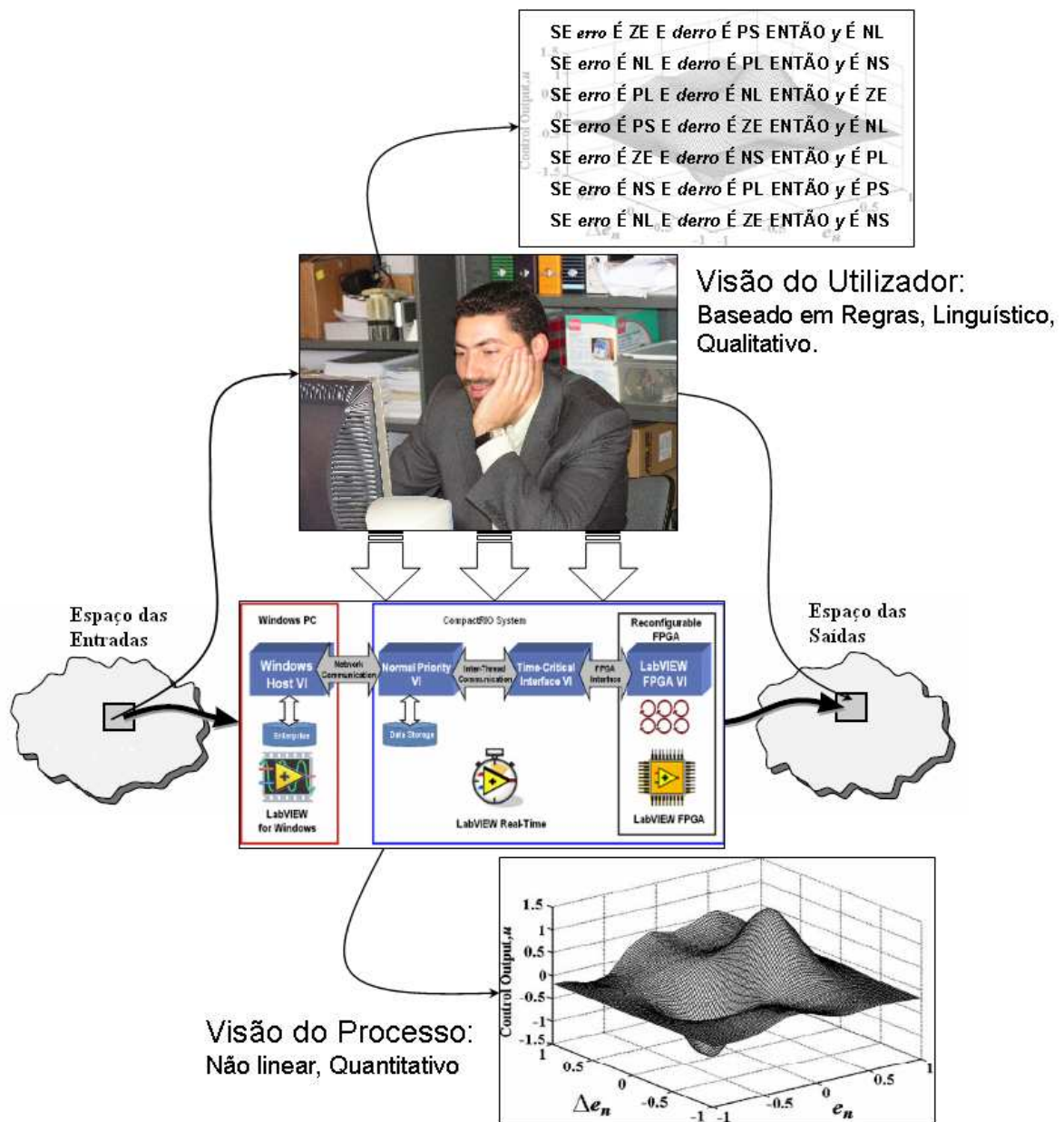


Figura 4.1 - Aplicação do FLC no âmbito deste trabalho.

4.1 CONTROLADORES DE POSIÇÃO

Passino [32, pp. 89-90] propõe que primeiramente sejam testados métodos lineares e, só após se provar o insucesso destes relativamente aos requisitos de desempenho, empreender o desenvolvimento de controladores FLC. O cálculo *on-line* de todo o algoritmo FLC pode exigir um elevado custo computacional. Este problema é solucionado com a representação matricial do modelo difuso parametrizado. Para a execução do FLC em tempo real no CompactRIO, são geradas LUT 1D ou 2D a partir de funções da *Fuzzy Logic Toolbox* do MATLAB, que depois são transferidas para o *startup* VI 2 (configuração seis) ou para o FPGA (configuração sete). Assim, para cada valor do erro de posição, está associado um valor de actuação na LUT, num total de 100 elementos para a LUT 1D e 10000 para a LUT 2D. Para valores de entrada entre estes índices, o valor de saída é obtido por interpolação linear [79, pp. 816-817].

4.1.1 CONTROLADOR PID (LINEAR)

O primeiro controlador testado foi o tradicional PID linear, conforme o diagrama de blocos da figura 4.2 e a equação 4.1. A componente integral do erro pode aumentar até valores possivelmente muito elevados (*windup*) quando o erro é de grande amplitude (1), pois o sistema demora um maior período de tempo para entrar no regime estacionário, ou quando ocorre a saturação do actuador (2), pois o aumento do sinal de controlo não é suficiente para reduzir o erro. O modo integral começa a decrescer logo após a mudança do sinal do erro mas, devido ao seu elevado valor inicial, poderá demorar muito tempo até que a saída do controlador mude de sinal. Entretanto, a posição actual poderá não mudar de direcção e até mesmo provocar *overshoots* (1), ou então manter-se inalterada (2). O sinal de controlo adequado ao erro só é atingido quando a acção integrador é decrementada até valores aceitáveis. Para isso, foi utilizada a técnica *anti-windup* que anula a componente integral aquando da saturação do actuador ou da electroválvula:

$$\text{se } |u| > u_{\max} \text{ então } \int_0^t \text{erro}(t) dt = 0$$

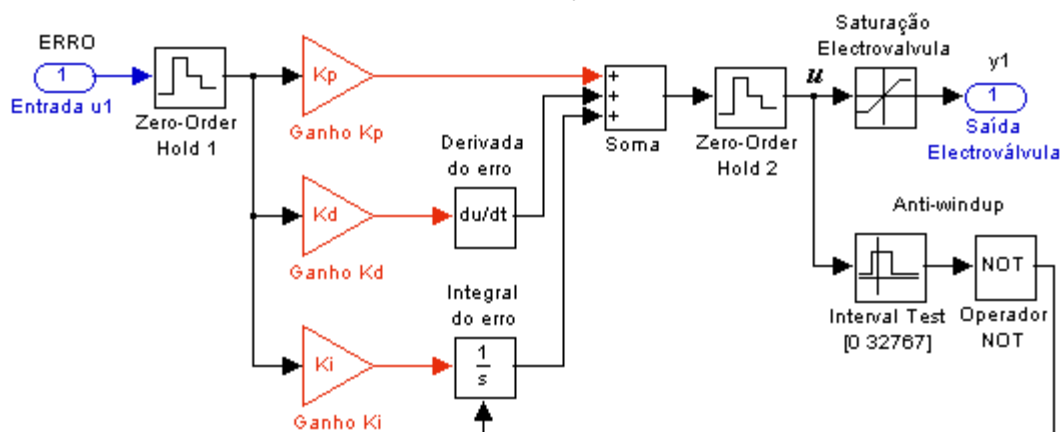


Figura 4.2 - Diagrama de blocos do controlador PID linear – controlo de posição.

$$y_1(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

Foram encontrados os seguintes parâmetros otimizados: $K_p = 490$, $K_i = 97$ e $K_d = 4$.

4.1.2 CONTROLADOR NPID (NÃO LINEAR)

O NPID genérico (equações 2.7 e 2.8) reage unicamente ao sinal do erro e apenas define até duas regiões na função do ganho, sendo a primeira linear. Para ultrapassar as limitações do NPID genérico, propõe-se um NPID_{MULTI-REGION} definido pelas equações 4.2 e 4.3, que permite definir até três variáveis de entrada e a configuração de n regiões (lineares ou não lineares) na função do ganho.

$$\begin{aligned} y_1(t) = & K_p K_{NP} (var_1(t), \delta_{1P_pos}, \dots, \delta_{nP_pos}, \delta_{1P_neg}, \dots, \delta_{nP_neg}, \\ & \alpha_{1P_pos}, \dots, \alpha_{nP_pos}, \alpha_{1P_neg}, \dots, \alpha_{nP_neg}) e(t) + \\ & K_i K_{NI} (var_2(t), \delta_{1I_pos}, \dots, \delta_{nI_pos}, \delta_{1I_neg}, \dots, \delta_{nI_neg}, \\ & \alpha_{1I_pos}, \dots, \alpha_{nI_pos}, \alpha_{1I_neg}, \dots, \alpha_{nI_neg}) \int_0^t e(t) dt + \\ & K_d K_{ND} (var_3(t), \delta_{1D_pos}, \dots, \delta_{nD_pos}, \delta_{1D_neg}, \dots, \delta_{nD_neg}, \\ & \alpha_{1D_pos}, \dots, \alpha_{nD_pos}, \alpha_{1D_neg}, \dots, \alpha_{nD_neg}) \frac{de(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.2)$$

em que:

$$\begin{aligned} K_{N\ Comp} (var_i, \alpha_{1_pos}, \dots, \alpha_{n_pos}, \alpha_{1_neg}, \dots, \alpha_{n_neg}, \delta_{1_pos}, \dots, \delta_{n_pos}, \delta_{1_neg}, \dots, \delta_{n_neg}) = \\ \left\{ \begin{array}{llll} |var_i(t)|^{\alpha_{1_pos}} \delta_{1_pos}^{1-\alpha_{1_pos}} & var_i(t) < \delta_{1_pos}, & \alpha_{1_pos} \geq 0, & var_i(t) \geq 0 \\ |var_i(t)|^{\alpha_{2_pos}} \delta_{2_pos}^{1-\alpha_{2_pos}} & var_i(t) \geq \delta_{1_pos}, & var_i(t) < \delta_{3_pos} & var_i(t) \geq 0 \\ |var_i(t)|^{\alpha_{n_pos}} \delta_{n_pos}^{1-\alpha_{n_pos}} & var_i(t) \geq \delta_{n-1_pos}, & var_i(t) < \delta_{n+1_pos} & var_i(t) \geq 0 \\ |var_i(t)|^{\alpha_{1_neg}} \delta_{1_neg}^{1-\alpha_{1_neg}} & var_i(t) < \delta_{1_neg}, & \alpha_{1_neg} \geq 0 & var_i(t) < 0 \\ |var_i(t)|^{\alpha_{2_neg}} \delta_{2_neg}^{1-\alpha_{2_neg}} & var_i(t) \geq \delta_{1_neg}, & var_i(t) < \delta_{3_neg} & var_i(t) < 0 \\ |var_i(t)|^{\alpha_{n_neg}} \delta_{n_neg}^{1-\alpha_{n_neg}} & var_i(t) \geq \delta_{n-1_neg}, & var_i(t) < \delta_{n+1_neg} & var_i(t) < 0 \end{array} \right. \quad (4.3) \end{aligned}$$

$\alpha_{1_pos}, \dots, \alpha_{n_pos}, \alpha_{1_neg}, \dots, \alpha_{n_neg}, \delta_{1_pos}, \dots, \delta_{n_pos}, \delta_{1_neg}, \dots, \delta_{n_neg}$ são parâmetros estáticos e, tipicamente, $var_1(t)=var_2(t)=var_3(t)=e(t)$. A metodologia da definição do comportamento do controlador em múltiplas regiões já se aproxima da metodologia do controlo FLC. Repare-se que ainda poderá ser introduzida a derivada como uma segunda entrada do controlador NPID_{MULTI-REGION} necessária para criar uma superfície de controlo. Para isso, é necessário actualizar 4.2 e 4.3 para as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
y_1(t) = & K_P K_{NP} (v(t), \delta_{1P_ep_dp}, \dots, \delta_{nP_ep_dp}, \delta_{1P_en_dp}, \dots, \delta_{nP_en_dp}, \\
& \delta_{1P_ep_dn}, \dots, \delta_{nP_ep_dn}, \delta_{1P_en_dn}, \dots, \delta_{nP_en_dn}, \alpha_{1P_ep_dp}, \dots, \alpha_{nP_ep_dp}, \\
& \alpha_{1P_en_dp}, \dots, \alpha_{nP_en_dp}, \alpha_{1P_ep_dn}, \dots, \alpha_{nP_ep_dn}, \alpha_{1P_en_dn}, \dots, \alpha_{nP_en_dn}) e(t) + \\
& K_i K_{NI} (v(t), \delta_{1I_ep_dp}, \dots, \delta_{nI_ep_dp}, \delta_{1I_en_dp}, \dots, \delta_{nI_en_dp}, \\
& \delta_{1I_ep_dn}, \dots, \delta_{nI_ep_dn}, \delta_{1I_en_dn}, \dots, \delta_{nI_en_dn}, \alpha_{1I_ep_dp}, \dots, \alpha_{nI_ep_dp}, \\
& \alpha_{1I_en_dp}, \dots, \alpha_{nI_en_dp}, \alpha_{1I_ep_dn}, \dots, \alpha_{nI_ep_dn}, \alpha_{1I_en_dn}, \dots, \alpha_{nI_en_dn}) \int_0^t e(t) dt + \\
& K_D K_{ND} (v(t), \delta_{1D_ep_dp}, \dots, \delta_{nD_ep_dp}, \delta_{1D_en_dp}, \dots, \delta_{nD_en_dp}, \\
& \delta_{1D_ep_dn}, \dots, \delta_{nD_ep_dn}, \delta_{1D_en_dn}, \dots, \delta_{nD_en_dn}, \alpha_{1D_ep_dp}, \dots, \alpha_{nD_ep_dp}, \\
& \alpha_{1D_en_dp}, \dots, \alpha_{nD_en_dp}, \alpha_{1D_ep_dn}, \dots, \alpha_{nD_ep_dn}, \alpha_{1D_en_dn}, \dots, \alpha_{nD_en_dn}) \frac{de(t)}{dt}
\end{aligned} \tag{4.4}$$

$$\begin{aligned}
& K_N Comp (v, \dot{v}, \alpha_{1_ep_dp}, \dots, \alpha_{n_ep_dp}, \alpha_{1_en_dp}, \dots, \alpha_{n_en_dp}, \\
& \alpha_{1_ep_dn}, \dots, \alpha_{n_ep_dn}, \alpha_{1_en_dn}, \dots, \alpha_{n_en_dn}, \\
& \delta_{1_ep_dp}, \dots, \delta_{n_ep_dp}, \delta_{1_en_dp}, \dots, \delta_{n_en_dp}, \delta_{1_ep_dn}, \dots, \delta_{n_ep_dn}, \delta_{1_en_dn}, \dots, \delta_{n_en_dn},) = \\
& \left\{ \begin{array}{ll} |v(t)|^{\alpha_{1_ep_dp}} \delta_{1_ep_dp}^{1-\alpha_{1_ep_dp}} & v(t) < \delta_{1_ep_dp}, \quad \alpha_{1_ep_dp} \geq 0, \quad v(t) \geq 0, \quad \dot{v}(t) \geq 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{2_ep_dp}} \delta_{2_ep_dp}^{1-\alpha_{2_ep_dp}} & v(t) \geq \delta_{1_ep_dp}, \quad v(t) < \delta_{3_ep_dp} \quad v(t) \geq 0, \quad \dot{v}(t) \geq 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{n_ep_dp}} \delta_{n_ep_dp}^{1-\alpha_{n_ep_dp}} & v(t) \geq \delta_{n-1_ep_dp}, \quad v(t) < \delta_{n+1_ep_dp}, \quad v(t) \geq 0, \quad \dot{v}(t) \geq 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{1_en_dp}} \delta_{1_en_dp}^{1-\alpha_{1_en_dp}} & v(t) < \delta_{1_en_dp}, \quad \alpha_{1_en_dp} \geq 0, \quad v(t) < 0, \quad \dot{v}(t) \geq 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{2_en_dp}} \delta_{2_en_dp}^{1-\alpha_{2_en_dp}} & v(t) \geq \delta_{1_en_dp}, \quad v(t) < \delta_{3_en_dp}, \quad v(t) < 0, \quad \dot{v}(t) \geq 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{n_en_dp}} \delta_{n_en_dp}^{1-\alpha_{n_en_dp}} & v(t) \geq \delta_{n-1_en_dp}, \quad v(t) < \delta_{n+1_en_dp}, \quad v(t) < 0, \quad \dot{v}(t) \geq 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{1_ep_dn}} \delta_{1_ep_dn}^{1-\alpha_{1_ep_dn}} & v(t) < \delta_{1_ep_dn}, \quad \alpha_{1_ep_dn} \geq 0, \quad v(t) \geq 0, \quad \dot{v}(t) < 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{2_ep_dn}} \delta_{2_ep_dn}^{1-\alpha_{2_ep_dn}} & v(t) \geq \delta_{1_ep_dn}, \quad v(t) < \delta_{3_ep_dn}, \quad v(t) \geq 0, \quad \dot{v}(t) < 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{n_ep_dn}} \delta_{n_ep_dn}^{1-\alpha_{n_ep_dn}} & v(t) \geq \delta_{n-1_ep_dn}, \quad v(t) < \delta_{n+1_ep_dn}, \quad v(t) \geq 0, \quad \dot{v}(t) < 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{1_en_dn}} \delta_{1_en_dn}^{1-\alpha_{1_en_dn}} & v(t) < \delta_{1_en_dn}, \quad \alpha_{1_en_dn} \geq 0, \quad v(t) < 0, \quad \dot{v}(t) < 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{2_en_dn}} \delta_{2_en_dn}^{1-\alpha_{2_en_dn}} & v(t) \geq \delta_{1_en_dn}, \quad v(t) < \delta_{3_en_dn}, \quad v(t) < 0, \quad \dot{v}(t) < 0 \\ |v(t)|^{\alpha_{n_en_dn}} \delta_{n_en_dn}^{1-\alpha_{n_en_dn}} & v(t) \geq \delta_{n-1_en_dn}, \quad v(t) < \delta_{n+1_en_dn}, \quad v(t) < 0, \quad \dot{v}(t) < 0 \end{array} \right. \tag{4.5}
\end{aligned}$$

A escolha de um conjunto extenso de parâmetros, função do número de entradas do controlador, é a maior complexidade deste método. Para provar que o proposto NPID alcança, muito facilmente, melhores resultados que o PID linear, foi implementado o controlador ilustrado na figura 4.3, regido pelas equações 4.6 e 4.7, com uma entrada igual ao erro de posição e somente duas regiões de ganho, contudo diferentes para cada componente do PID.

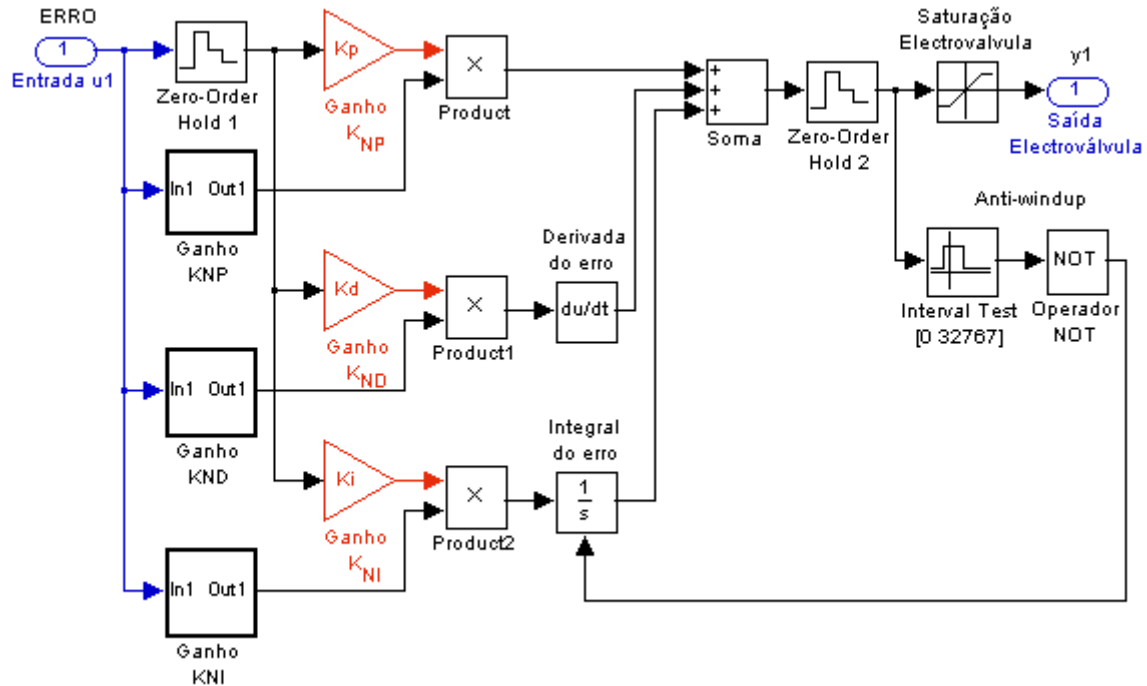


Figura 4.3 - Diagrama de blocos do controlador PID não linear – controlo de posição.

$$y_1(t) = K_P K_{NP} (e(t), \delta_{1P}, \delta_{2P}, \delta_{3P}, \alpha_{1P}, \alpha_{2P}) e(t) + K_I K_{NI} (e(t), \delta_{1I}, \delta_{2I}, \delta_{3I}, \alpha_{1I}, \alpha_{2I}) \int_0^t e(t) dt + K_D K_{ND} (e(t), \delta_{1D}, \delta_{2D}, \delta_{3D}, \alpha_{1D}, \alpha_{2D}) \frac{de(t)}{dt} \quad (4.6)$$

em que:

$$K_{N \text{ Componente}} (e, \alpha_1, \alpha_2, \delta_1, \delta_2, \delta_3) = \begin{cases} |e(t)|^{\alpha_1} \delta_1^{1-\alpha_1} & e(t) < \delta_1, \quad \alpha_1 \geq 0 \\ |e(t)|^{\alpha_2} \delta_2^{1-\alpha_2} & e(t) \geq \delta_1, \quad e(t) < \delta_3 \end{cases} \quad (4.7)$$

Foi utilizado o seguinte conjunto de parâmetros, que é analisado graficamente nas figuras 4.4 (a), (b) e (c), e pelo *Statechart* da figura 4.5.

| | | |
|---|---|---|
| $K_P = 600$ | $K_I = 200$ | $K_D = 0,2$ |
| $\delta_{1P} = 3, \delta_{2P} = 3, \delta_{3P} = 200$ | $\delta_{1I} = 5, \delta_{2I} = 5, \delta_{3I} = 200$ | $\delta_{1D} = 6, \delta_{2D} = 6, \delta_{3D} = 200$ |
| $\alpha_{1P} = 0,75, \alpha_{2P} = 0,98$ | $\alpha_{1I} = 0, \alpha_{2I} = -20$ | $\alpha_{1D} = 20, \alpha_{2D} = 1$ |

Como o controlador só adiciona a componente integral na vizinhança de erro nulo ($e(t) \leq 6 \text{ mm}$), é eliminado o erro de regime estacionário sem afectar a dinâmica do sistema, permitindo que os ganhos proporcional e integral sejam aumentados para diminuir o tempo de estabelecimento, ou seja, impor $K_P (\text{NPID}) > K_P (\text{PID})$ e $K_I (\text{NPID}) > K_I (\text{PID})$. De modo a evitar a amplificação de ruído e, ao mesmo tempo, garantir a correcção antecipada do erro, a acção derivativa só é activada nas regiões onde o erro é superior ou igual a 6 mm. O aumento do ganho proporcional para erros

inferiores a 5 mm tem como objectivo aumentar a sensibilidade do controlador nesta gama, para permitir um melhor desempenho no seguimento de trajectórias e até auxiliar na tarefa da correcção de pequenos erros de posicionamento estacionários.

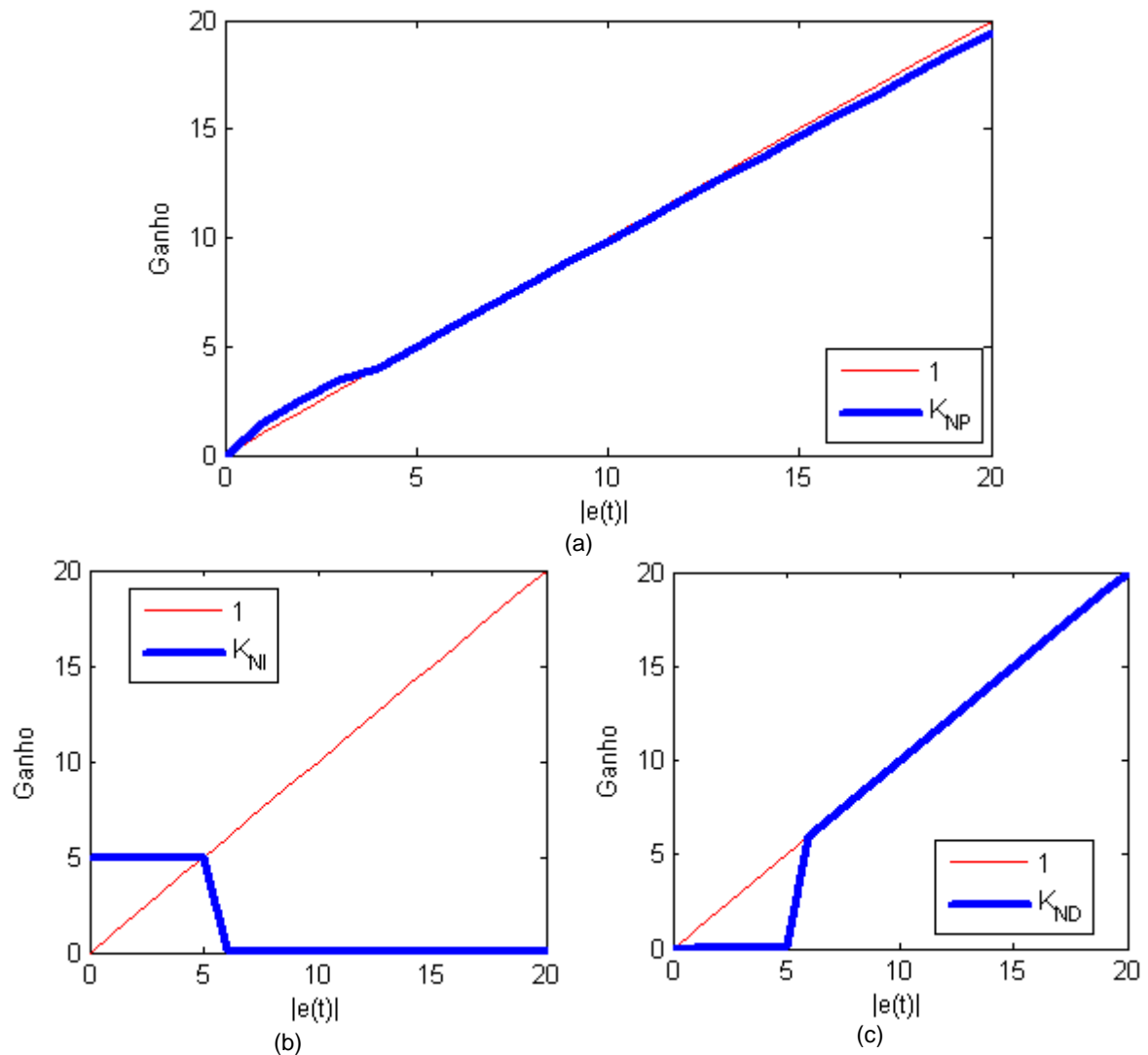


Figura 4.4 - Comparação dos ganhos lineares e: (a) K_{NP} , (b) K_{NI} , e (c) K_{ND} – controlo de posição.

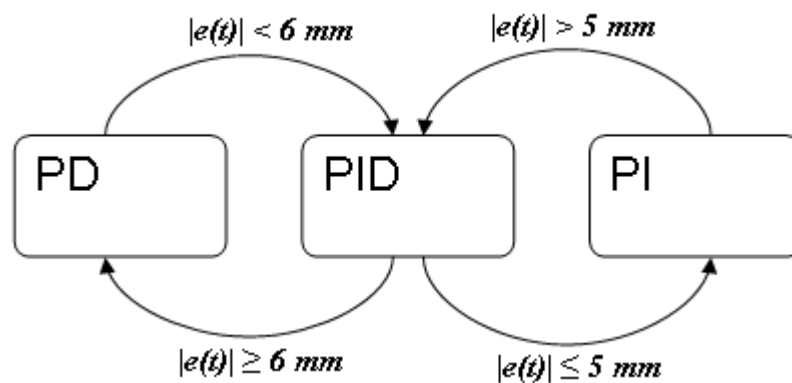


Figura 4.5 - Statechart do NPID.

4.1.3 CONTROLADOR HÍBRIDO PD+FLC I

Este controlador utiliza linearmente as contribuições do presente e do futuro do erro, e não linearmente a componente do passado. Para isso, foi parametrizado um SISO FLC para controlar a acção integral do erro, de acordo com a figura 4.6 e a equação 4.8.

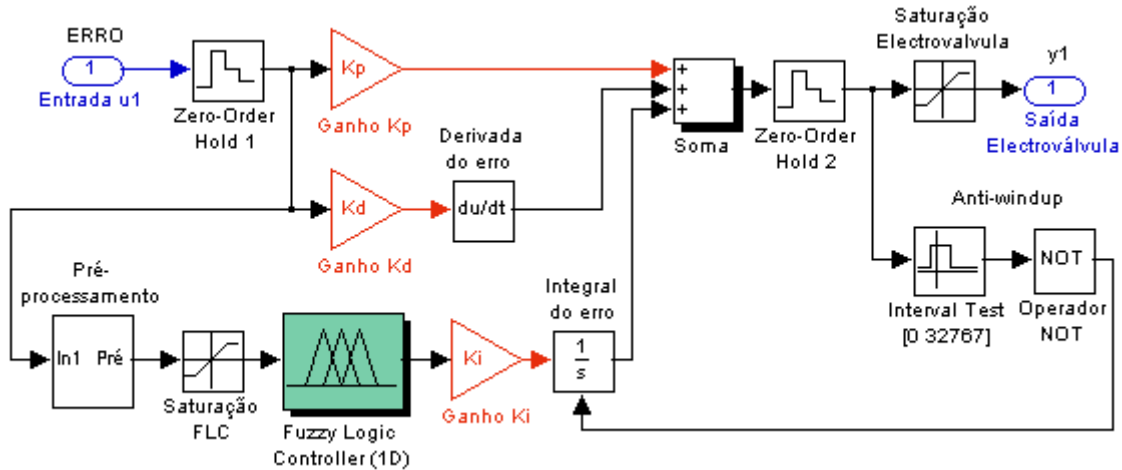


Figura 4.6 - Diagrama de blocos do controlador PD+FLC I – controlo de posição.

$$y_1(t) = K_P e(t) + K_i K_{FUZZY} (e(t)) \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (4.8)$$

Parametrizou-se o FLC I definindo: o erro $e(t)$ como a única entrada, e uma saída $K_{FUZZY}(e(t))$; três funções de pertinência, $\mu_{CD_1^1}, \dots, \mu_{CD_1^3}$, associadas aos três valores linguísticos $LV_1^1 = "-1"$, $LV_1^2 = "0"$ e $LV_1^3 = "1"$ da entrada (figura 4.7); duas funções de pertinência do tipo impulso, $\mu_{CD_2^1}$ e $\mu_{CD_2^2}$, associadas aos dois valores linguísticos $LV_2^1 = "0"$ e $LV_2^2 = "1"$ da saída (figura 4.8); e somente três regras (tabela 4.1). Foi aplicado um sistema de inferência do tipo Mamdani, onde se definiram os métodos de implicação, agregação e desfuzificação do tipo mínimo, máximo e centro de gravidade (COG), respectivamente. A figura 4.9 apresenta a curva não linear de resposta do FLC I, obtida pela execução de um *script* no MATLAB que lê um ficheiro *.fis* (anexo C.1), que por sua vez agrega toda a informação do controlador difuso.

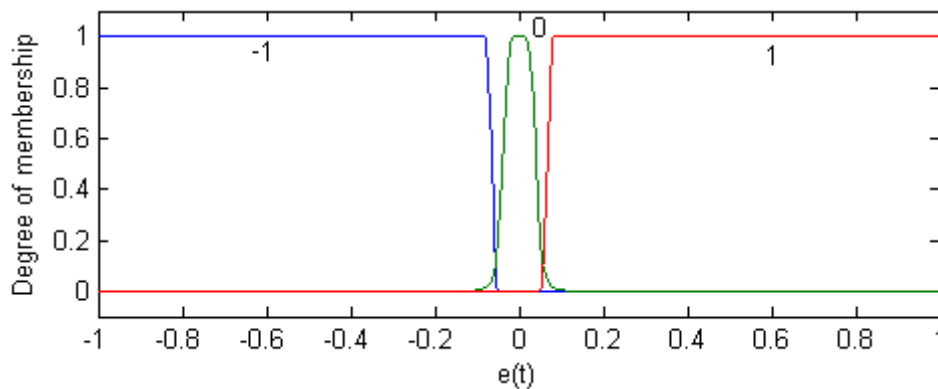


Figura 4.7 - Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do FLC I - controlo de posição.

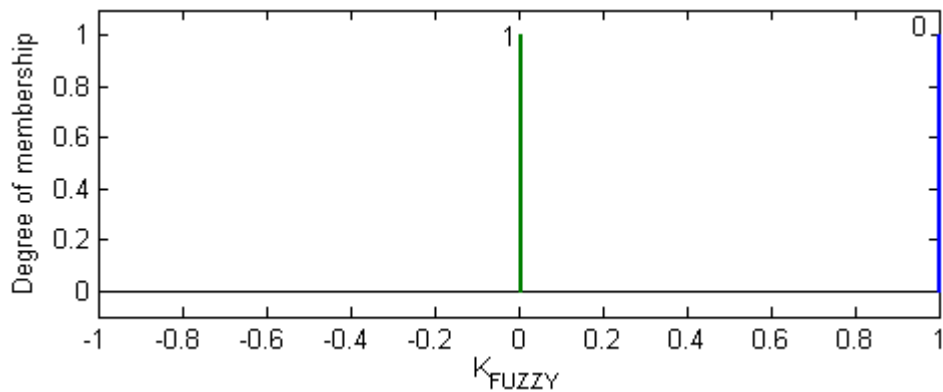


Figura 4.8 - Funções de pertença da saída $K_{FUZZY}(e(t))$ do FLC I - controle de posição.

Tabela 4.1 - Base de regras do FLC I – controle de posição.

| Base de Regras do FLC I | Valores linguísticos de $e(t)$ | | |
|--------------------------------|--------------------------------|---|---|
| | -1 | 0 | 1 |
| Valores linguísticos de $y(t)$ | 1 | 0 | 1 |

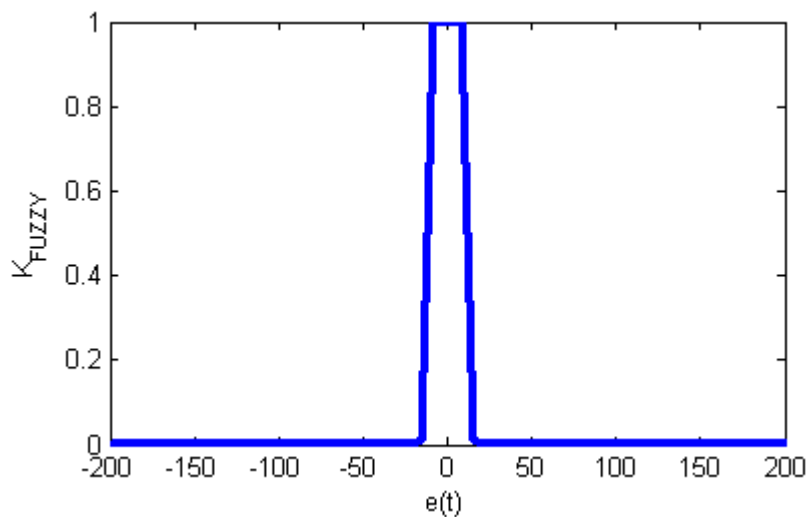


Figura 4.9 - Curva de resposta não linear K_{FUZZY} do FLC I – controle de posição.

O *Statechart* da figura 4.10 indica os estados possíveis do controlador PD+FLC I.

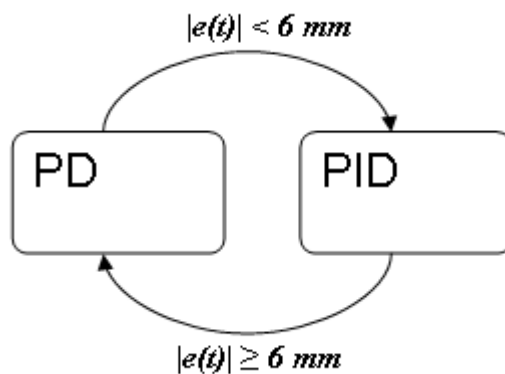


Figura 4.10 - *Statechart* do PD+FLC I – controle de posição.

Foram encontrados os seguintes parâmetros otimizados: $K_p = 600$, $K_i = 600$ e $K_d = 4$. Este controlador também só adiciona a componente integral para corrigir erros de posicionamento inferiores a 6 mm, permitindo que os ganhos proporcional e integral sejam aumentados relativamente aos ganhos do PID linear, e que seja eliminado o erro estacionário sem afectar a dinâmica do sistema.

A representação matricial é válida se, para o mesmo número de entradas e saídas, de regras e conjuntos difusos do controlador FLC, o tempo de pesquisa de elementos da matriz for menor que o tempo necessário para o processamento on-line da fuzificação, do mecanismo de inferência e da desfuzificação. Dependendo dos mecanismos de pesquisa implementados, esta situação pode ocorrer quando é elevado o número de elementos da LUT e pequeno o número de regras e/ou de conjuntos difusos do controlador FLC.

4.1.4 CONTROLADOR HÍBRIDO FLC P+I

Este controlador utiliza não linearmente as contribuições do presente do erro, e linearmente a componente do passado. Para isso, foram parametrizados dois SISO FLC: um controla a acção proporcional do erro, e o outro implementa a técnica *anti-windup* (figura 4.11 e equação 4.9).

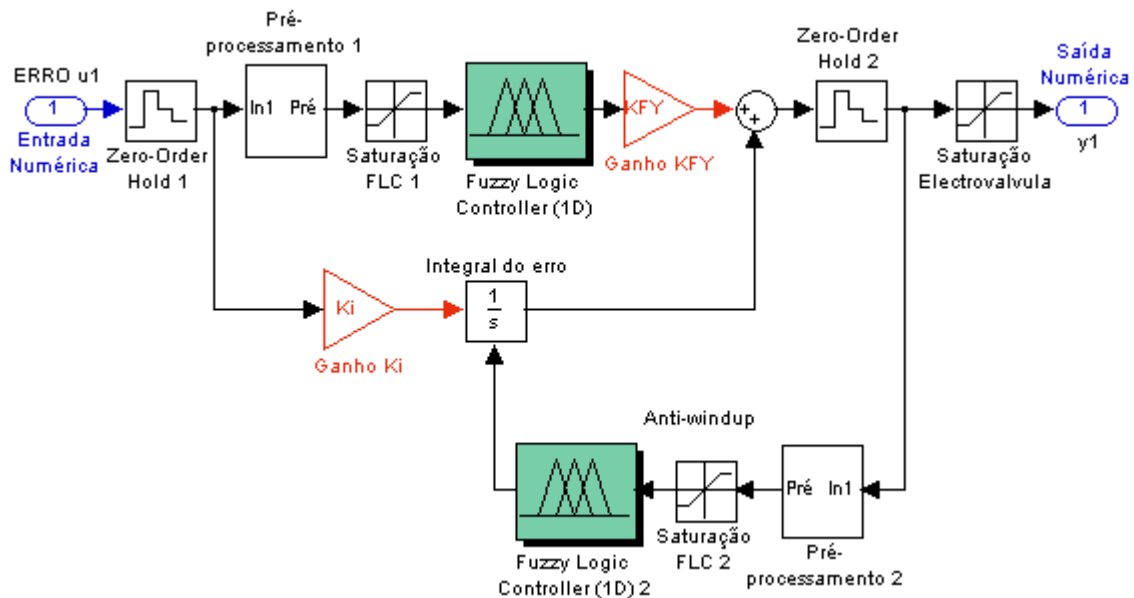


Figura 4.11 - Diagrama de blocos do controlador híbrido FLC P+I – controlo de posição.

$$y_1(t) = K_{FY} K_{FUZZY} (e(t)) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (4.9)$$

Parametrizou-se o FLC P definindo: o erro $e(t)$ como a única entrada, e uma saída $K_{FUZZY}(e(t))$; sete funções de pertinência triangulares, $\mu_{CD_1^1}, \dots, \mu_{CD_1^7}$, associadas aos sete valores linguísticos $LV_1^1 = "-3"$, ..., $LV_1^7 = "3"$ da entrada (figura 4.12); sete funções de pertinência triangulares, $\mu_{CD_2^1}, \dots, \mu_{CD_2^7}$, associadas aos sete valores linguísticos $LV_2^1 = "-3"$, ...,

$LV_2^7 = "3"$ da saída (figura 4.13); e somente sete regras (tabela 4.2). Foi aplicado um sistema de inferência do tipo Mamdani, onde se definiram os métodos de implicação, agregação e desfuzificação do tipo mínimo, máximo e COG, respectivamente. Foi ainda testado um segundo FLC P idêntico ao primeiro, mas com algumas diferenças na parametrização das funções de pertinência da entrada (figura 4.14). A figura 4.15 apresenta as curvas de resposta do FLC P(1) e (2), e nos anexos C.2 e C.3 os ficheiros *.fis*. Os conjuntos difusos com valores linguísticos $LV_1^4 = "0"$ e $LV_2^4 = "0"$ são funções impulso, portanto, o controlador tem uma elevada sensibilidade.

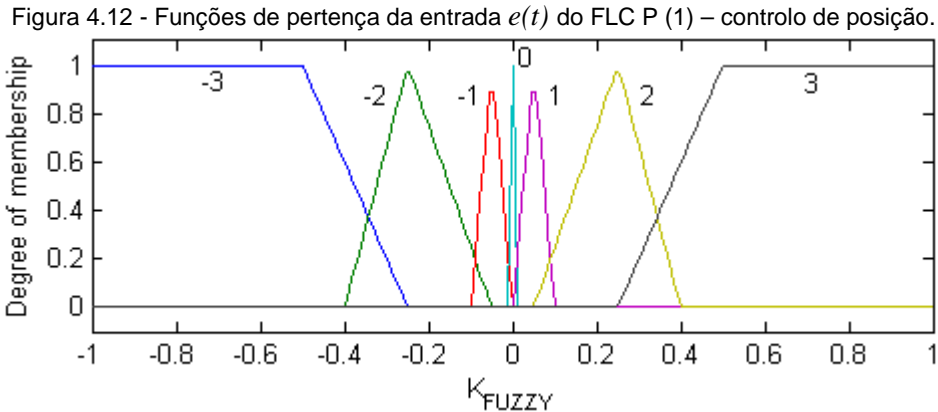
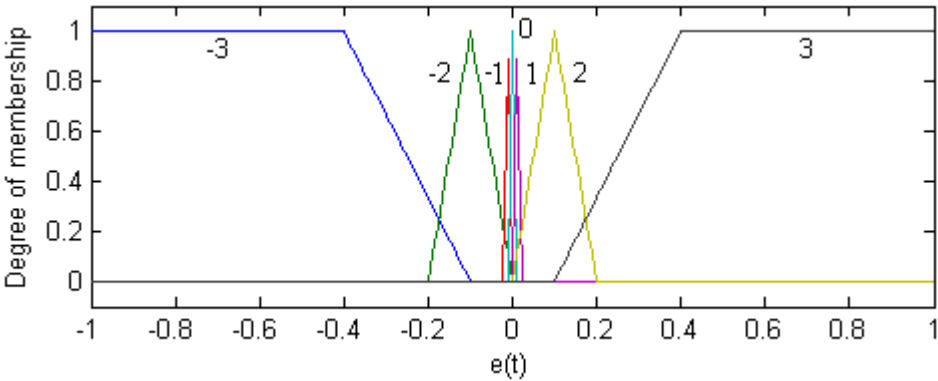


Figura 4.13 - Funções de pertinência da saída $K_{FUZZY}(e(t))$ do FLC P (1) e (2) – controle de posição.

Tabela 4.2 - Base de regras do FLC P do FLC P (1) e (2) – controle de posição.

| Base de Regras do FLC P | Valores linguísticos de $e(t)$ | | | | | | |
|--------------------------------|--------------------------------|----|----|---|---|---|---|
| | -3 | -2 | -1 | 0 | 1 | 2 | 3 |
| Valores linguísticos de $y(t)$ | -3 | -2 | -1 | 0 | 1 | 2 | 3 |

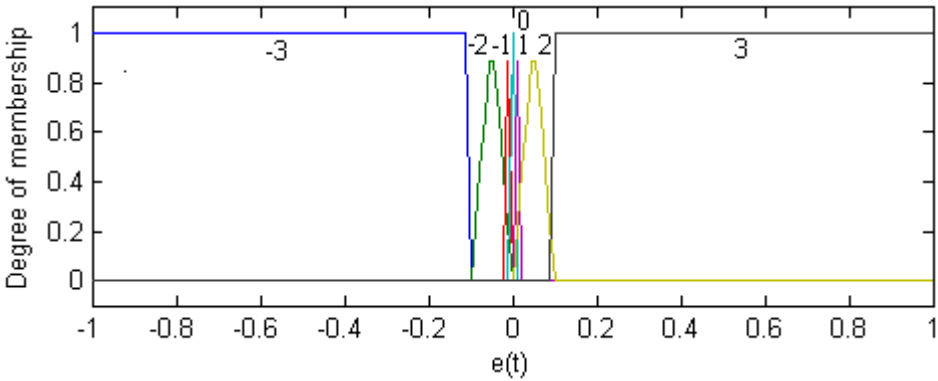


Figura 4.14 - Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do FLC P (2) – controle de posição.

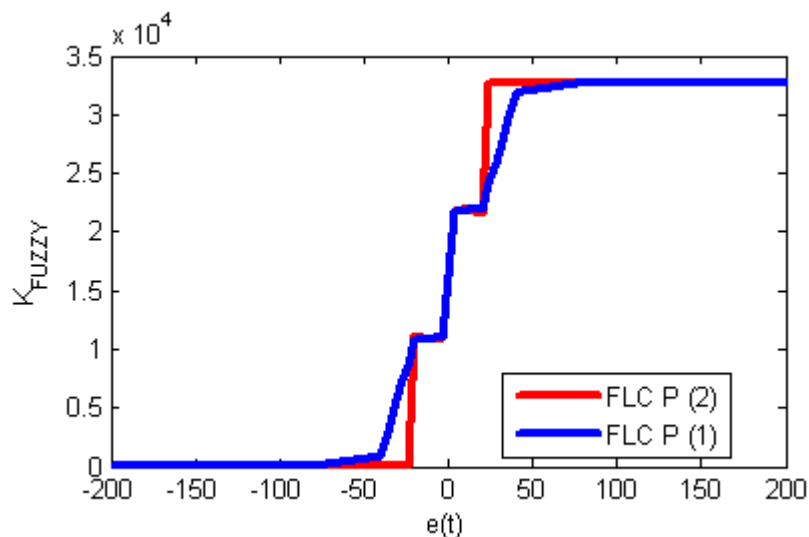


Figura 4.15 - Curvas de resposta $K_{FUZZY} \cdot K_{FY}$ do FLC P (1) e (2) – controle de posição.

Foram encontrados os seguintes parâmetros otimizados: $K_{FY} = 1.33$, $K_i = 10$. As funções de pertinência foram especificadas para eliminarem o erro estacionário, evitarem o *overshoot* e diminuïrem o tempo de estabelecimento da resposta do sistema. Por isso, o valor do integral foi definido com um valor muito mais baixo relativamente aos controladores já descritos, embora ainda tenha influência no seguimento de trajectórias. As figuras 4.16 e 4.17 revelam os conjuntos difusos da entrada e da saída, respectivamente, do método *anti-windup* implementado com recurso à lógica difusa. A figura 4.18 apresenta a sua curva de resposta.

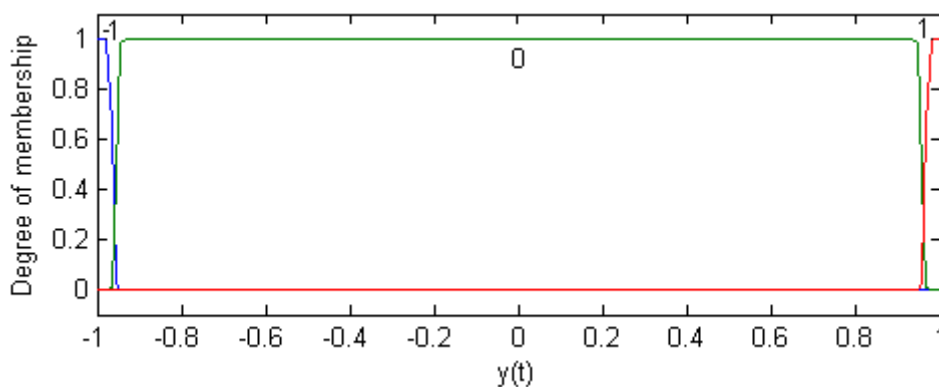


Figura 4.16 - Funções de pertinência da entrada $y_I(t)$ do *anti-windup* – controle de posição.

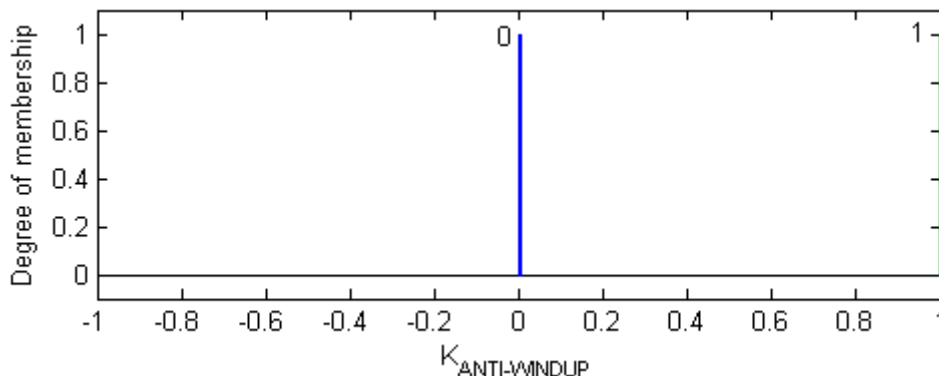


Figura 4.17 - Funções de pertinência da saída $K_{ANTI-WINDUP}(y(t))$ do *anti-windup* – controle de posição.

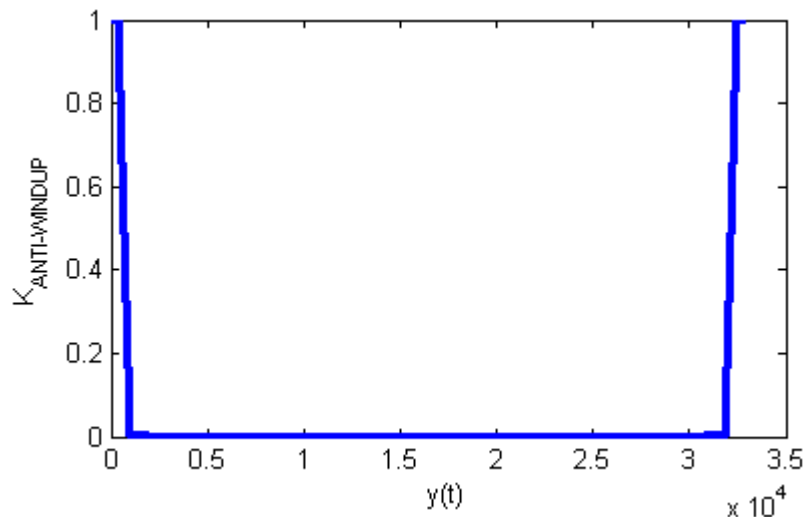


Figura 4.18 - Curva de resposta não linear do *anti-windup* – controlo de posição.

Em todos os controladores que se apresentam nas seguintes secções, ao *anti-windup* projectado com recurso ao FLC é sempre aplicada a curva de resposta 4.18 e o ficheiro *.fis* encontrado no anexo C.4. A sua base de regras é igual à identificada pela tabela 4.1.

4.1.5 CONTROLADOR HÍBRIDO FLC PI

Este controlador utiliza não linearmente as contribuições do presente e do passado do erro, através de três SISO FLC's: o primeiro define a acção proporcional do erro (FLC P), o segundo controla a acção integral do erro (FLC I) e ainda um terceiro para implementar a técnica *anti-windup*, conforme a figura 4.19 e a equação 4.10. A curva de resposta do FLC P é igual à do FLC P (2) do controlador FLC P+I, definido na secção 4.1.4, e a curva de resposta do FLC I é muito semelhante à do FLC I do controlador PD+FLC I, definido na secção 4.1.3. Esta parametrização reúne as vantagens de cada um dos dois últimos controladores referidos.

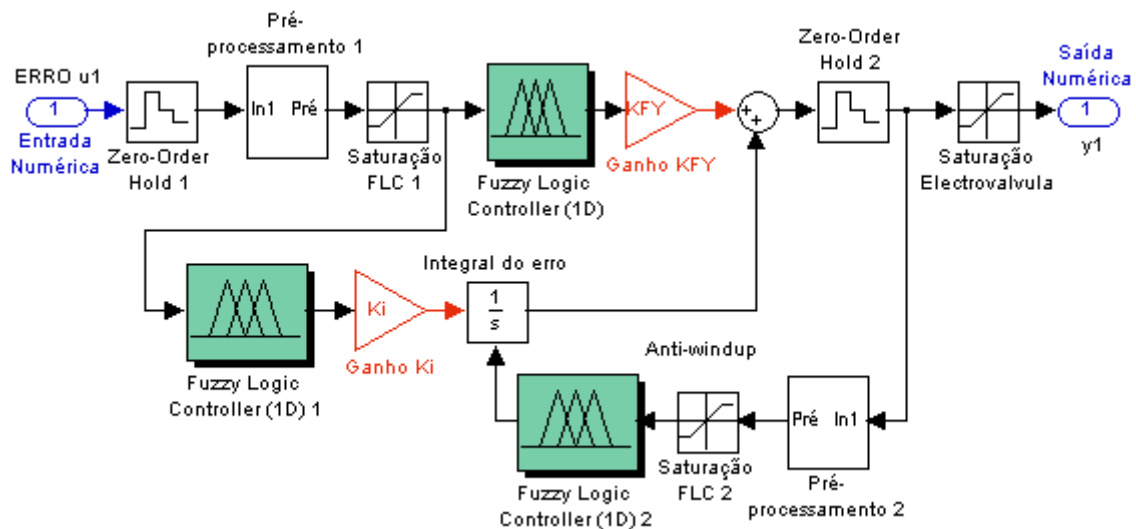


Figura 4.19 - Diagrama de blocos do controlador FLC PI – controlo de posição.

$$y_1(t) = K_{FY} K_{FUZZY} (e(t)) + K_i K_{FUZZY} \int_0^t e(t) dt \quad (4.10)$$

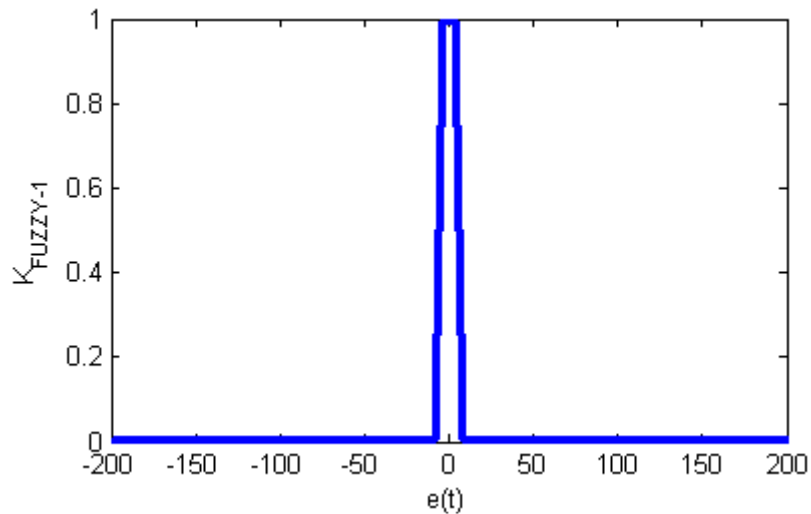


Figura 4.20 - Curva de resposta não linear $K_{FUZZY-2}$ do controlador FLC PI – controle de posição.

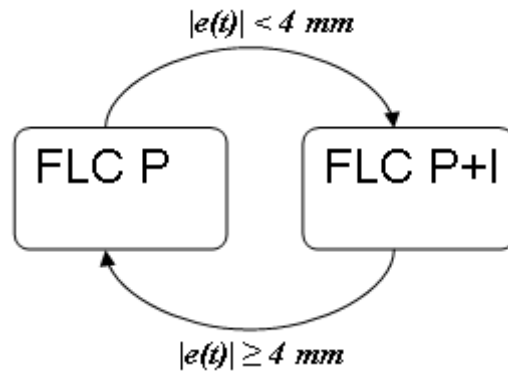


Figura 4.21 - Statechart do FLC PI – controle de posição.

O controlador foi testado com os seguintes parâmetros: $K_{FY} = 1.33$, $K_i = 10$.

4.1.6 CONTROLADOR HÍBRIDO FLC PID

Este controlador utiliza não linearmente as contribuições do presente, passado e futuro do erro, através de três SISO FLC's e um MISO FLC: um FLC PD para definir a acção proporcional e derivativa do erro; dois FLC I para o controlo da acção integral do erro em diferentes gamas do erro; e a técnica *anti-windup*, conforme a figura 4.22 e a equação 4.11.

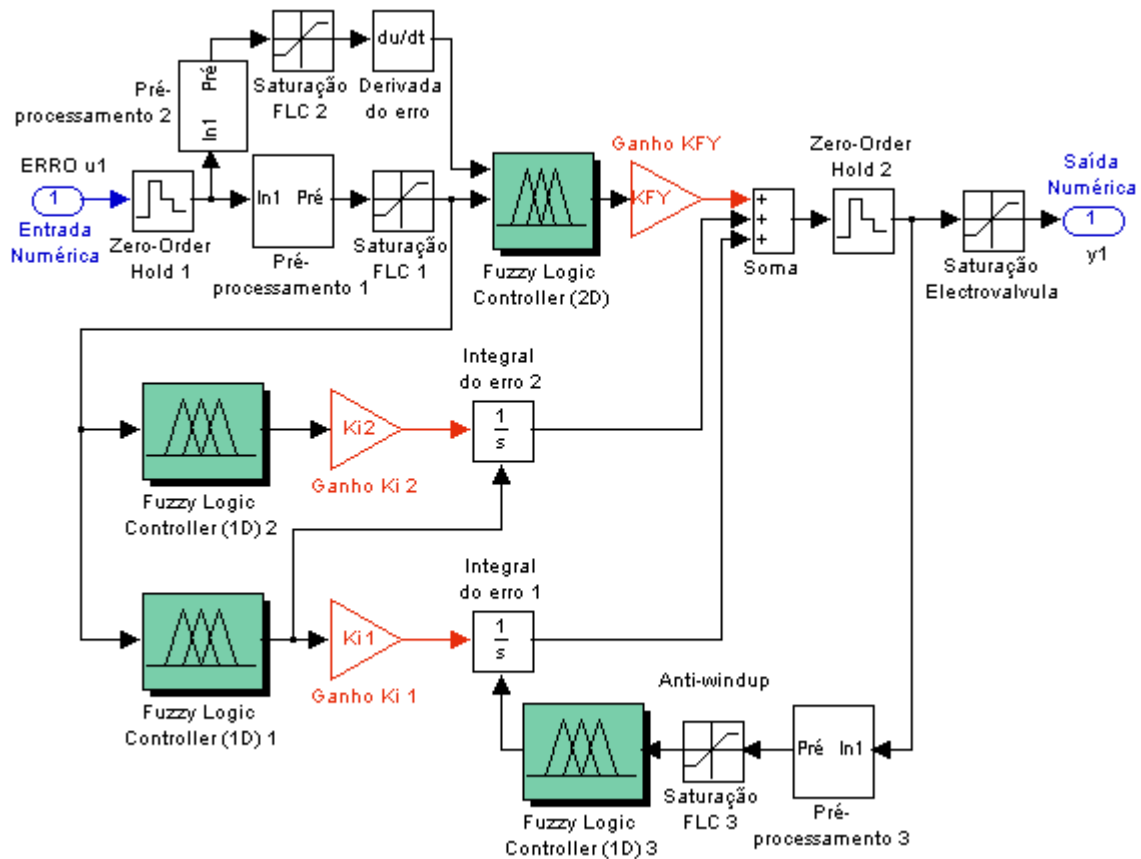


Figura 4.22 - Diagrama de blocos do controlador FLC PID – controle de posição.

$$y_1(t) = K_{FY} K_{FUZZY-PD}(e(t), \dot{e}(t)) + K_{i1} K_{FUZZY-I1} \int_0^t e(t) dt + K_{i2} K_{FUZZY-I2} \int_0^t e(t) dt \quad (4.11)$$

O primeiro integral do erro é activado quando $e(t) \leq 4 \text{ mm}$, tendo associado um FLC I parametrizado de igual modo ao FLC I descrito em 4.1.5. De modo a proporcionar a eliminação do erro com maior celeridade e um melhor desempenho do controlador no seguimento de trajectórias, foi adicionado um FLC I que restringe a contribuição do segundo integral à gama $16 \leq e(t) \leq 44 \text{ mm}$. No entanto, esta componente afecta a estabilidade do sistema. Para inverter este cenário, parametrizou-se um FLC PD e garantiu-se que a entrada em funcionamento do primeiro integrador provoca o *reset* do segundo integrador. O FLC PD foi programado para ser sensível a pequenos erros e à variação do erro com o tempo. Na sua parametrização definiu-se: o erro $e(t)$ e a sua derivada como entradas, e uma saída $K_{FUZZY-PD}(e(t), \dot{e}(t))$; sete funções de pertinência triangulares, $\mu_{CD_1^1}, \dots, \mu_{CD_1^7}$ (iguais ao FLC P (2), figura 4.14), associadas à entrada $e(t)$; sete funções de pertinência triangulares, $\mu_{CD_2^1}, \dots, \mu_{CD_2^7}$, associadas à entrada $\dot{e}(t)$ (figura 4.23); sete funções de pertinência triangulares, $\mu_{CD_3^1}, \dots, \mu_{CD_3^7}$, (iguais ao FLC P (2), figura 4.13) associadas à saída; e quarenta e nove regras (tabela 4.3). Foi aplicado um sistema de inferência do tipo Mamdani, onde se definiram os métodos de implicação, agregação e desfuzificação do tipo mínimo, máximo e COG, respectivamente. Os conjuntos difusos da derivada do erro foram especificados para que o FLC PD seja insensível às pequenas variações do erro e, assim, para

evitar a amplificação do ruído. A figura 4.24 apresenta a superfície de controlo do FLC PD, e no anexo C.5 o respectivo ficheiro *.fis*. As figuras 4.25, 4.26 e 4.27 apresentam, respectivamente, as funções de pertença da entrada, da saída e da curva de resposta do segundo FLC I. Podem ser encontradas mais informações no anexo C.7.

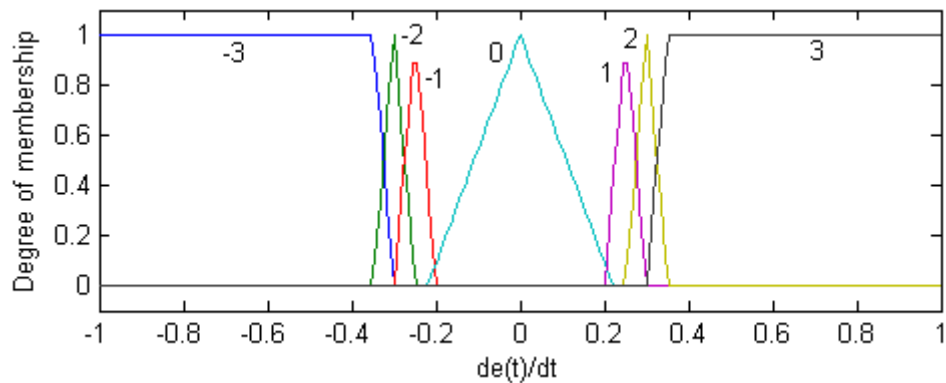


Figura 4.23 - Funções de pertença da entrada $de(t)/dt$ do FLC PD – controlo de posição.

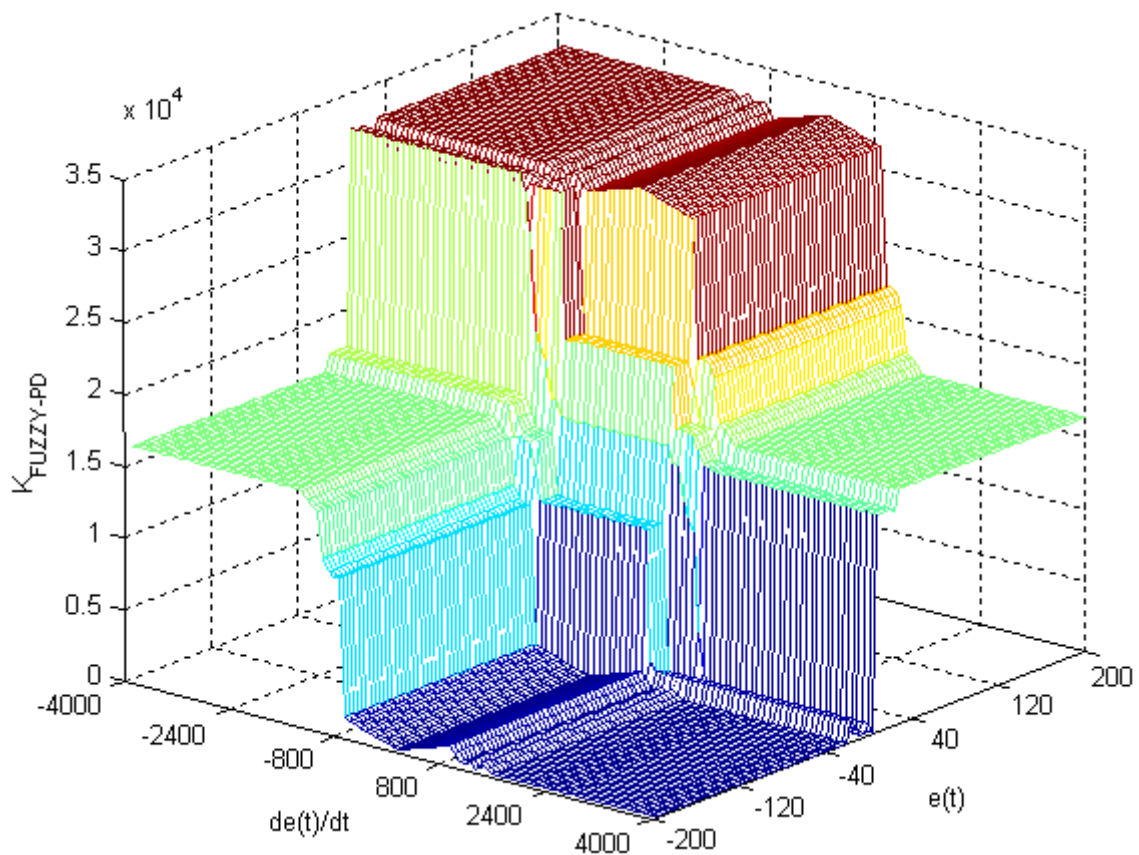


Figura 4.24 - Superfície de controlo do FLC PD – controlo de posição.

Tabela 4.3 - Base de regras do FLC PD – controle de posição.

| Valores linguísticos de $de(t)/dt$ | Valores linguísticos de $e(t)$ | | | | | | | | |
|------------------------------------|--------------------------------|----|----|----|----|----|----|--|--|
| | -3 | -2 | -1 | 0 | 1 | 2 | 3 | | |
| -3 | 0 | -1 | -2 | -3 | -3 | -3 | -3 | | |
| -2 | 1 | 0 | -1 | -2 | -3 | -3 | -3 | | |
| -1 | 2 | 1 | 0 | -1 | -2 | -3 | -3 | | |
| 0 | 3 | 2 | 1 | 0 | -1 | -2 | -3 | | |
| 1 | 3 | 3 | 2 | 1 | 0 | -1 | -2 | | |
| 2 | 3 | 3 | 3 | 2 | 1 | 0 | -1 | | |
| 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 2 | 1 | 0 | | |

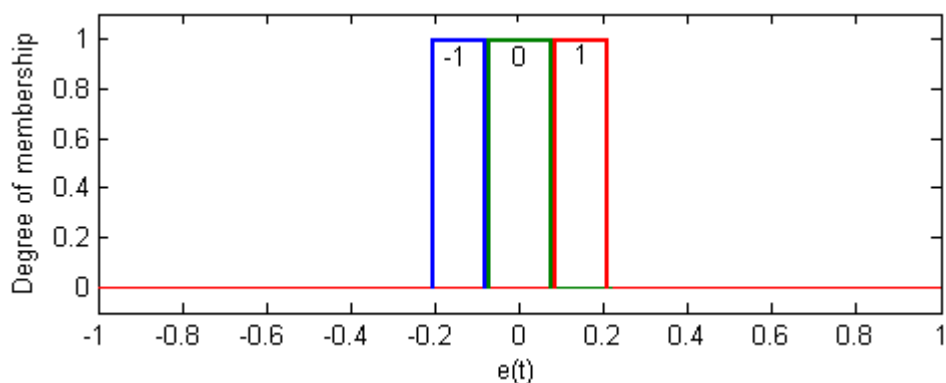


Figura 4.25 - Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do segundo FLC I – controle de posição.

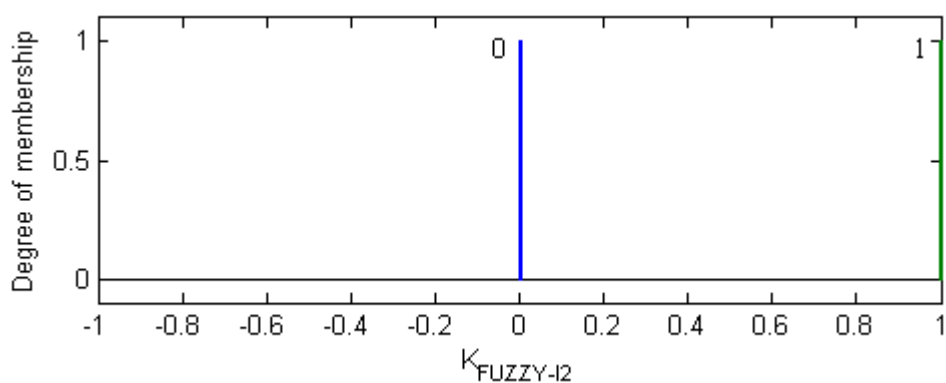


Figura 4.26 - Funções de pertinência da saída $K_{FUZZY-12}$ do segundo FLC I – controle de posição.

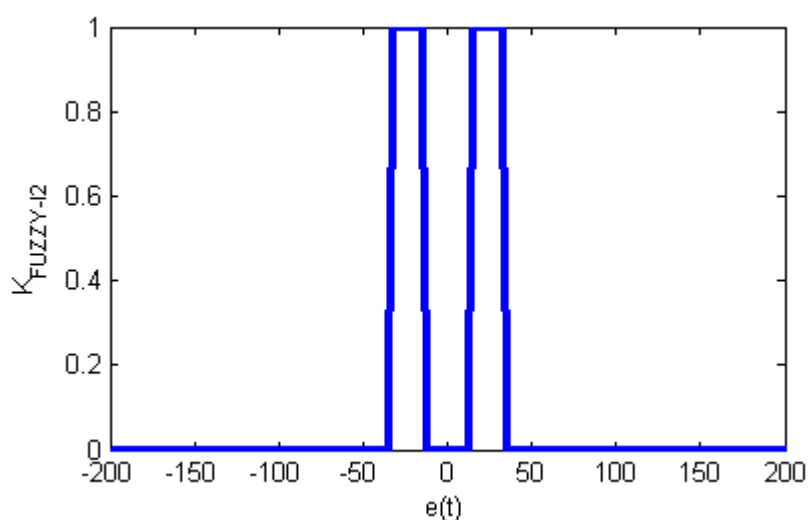


Figura 4.27 - Curva de resposta não linear $K_{FUZZY-12}$ do controlador segundo FLC I – controle de posição.

O controlador foi testado com os seguintes parâmetros: $K_{FY} = 1.33$, $K_{i1} = 600$, $K_{i2} = 1300$. O Statechart da figura 4.28 mostra os estados possíveis do controlador FLC PID.

- | | | |
|--|--|--------------------------------|
| 1 : $ \dot{e}(t) \geq 800 \text{ mm/s}$ | 3 : $ e(t) \geq 16 \text{ \& } e(t) \leq 44 \text{ mm}$ | 5 : $ e(t) \leq 4 \text{ mm}$ |
| 2 : $ \dot{e}(t) < 800 \text{ mm/s}$ | 4 : $ e(t) < 16 \text{ \& } e(t) > 44 \text{ mm}$ | 6 : $ e(t) > 4 \text{ mm}$ |

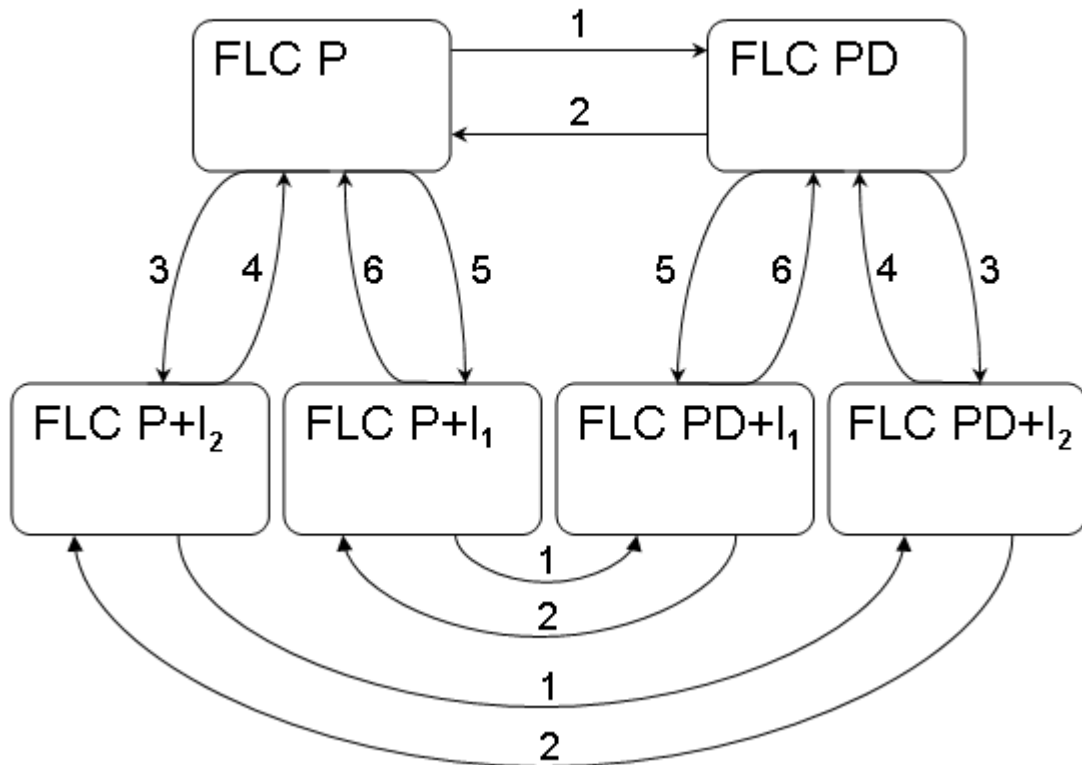


Figura 4.28 - Statechart do FLC PID – controlo de posição.

4.1.7 CONTROLADOR HÍBRIDO FLC PI IMPLEMENTADO NO FPGA

Foi implementado ainda o controlador de posição FLC PI no FPGA (figuras 4.29, 4.30, 4.31, 4.32 e 4.33), segundo a configuração sete (apresentada no capítulo 3), com um tempo de ciclo de 5 ms. Devido aos problemas discutidos na secção 3.3.2, tornou-se o controlador com menor sensibilidade aos pequenos erros relativamente ao implementado com a configuração seis.

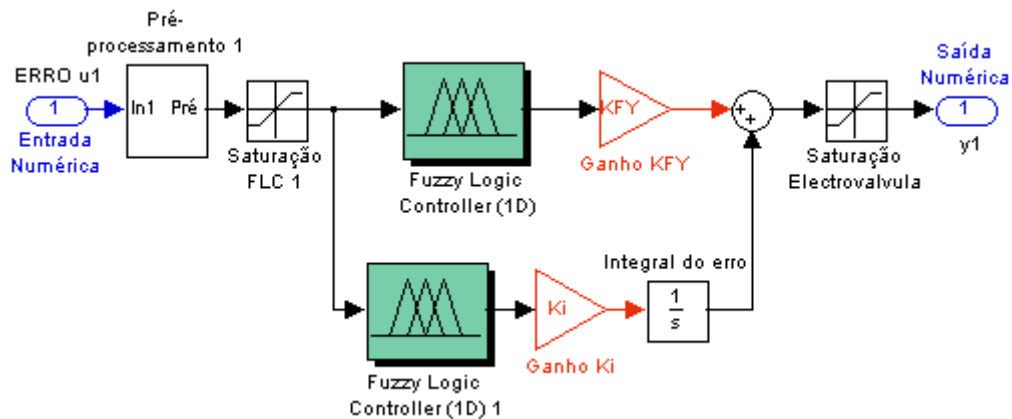


Figura 4.29 - Diagrama de blocos do controlador FLC PI implementado no FPGA – controlo de posição.

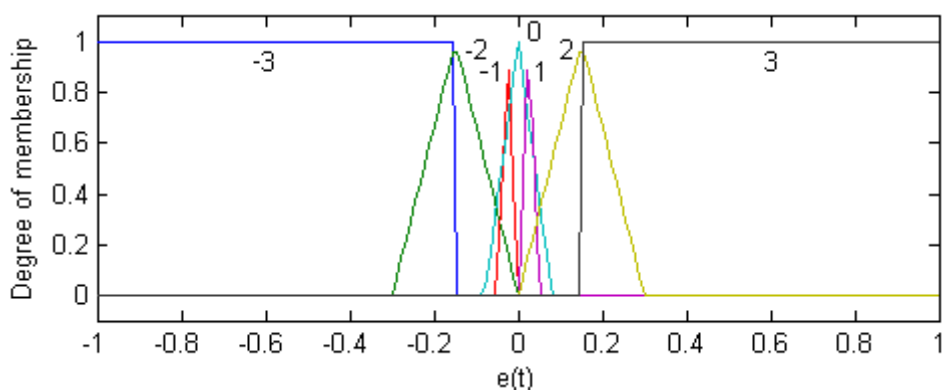


Figura 4.30 - Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P implementado no FPGA.

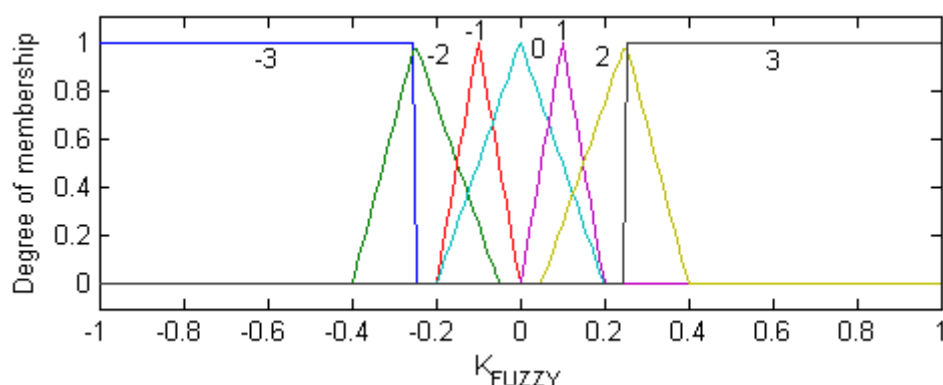


Figura 4.31 - Funções de pertença da saída K_{FUZZY} do FLC PI implementado no FPGA.

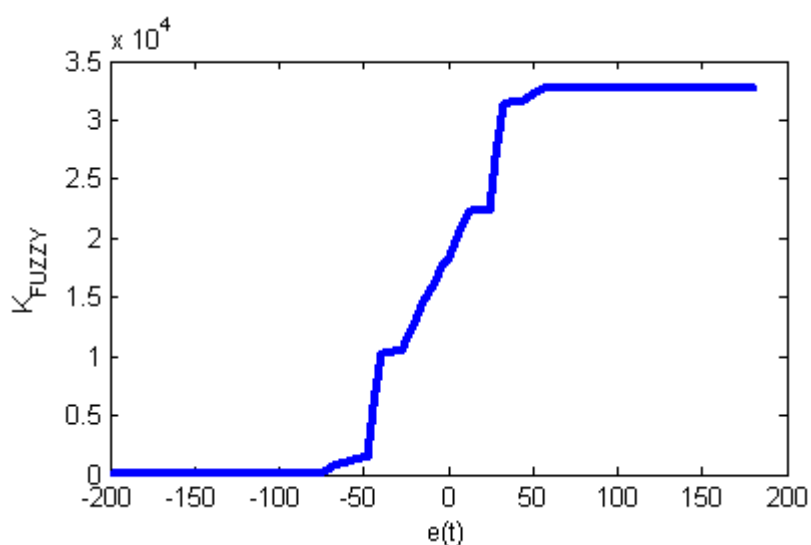


Figura 4.32 - Curva de resposta $K_{FUZZY} \cdot K_{FY}$ do FLC PI implementado no FPGA – controlo de posição.

A curva de controlo foi alocada numa LUT 1D de 96 elementos (figura 4.34), e foi testada definindo os seguintes parâmetros: $K_{FY} = 1.58$ e $K_i = 10$. Como não é possível a utilização de números reais no FPGA, a multiplicação de K_{FUZZY} por K_{FY} foi efectuada *off-line*, seguindo-se o arredondamento antes de preencher a LUT no LabVIEW FPGA. No anexo C.7 encontra-se descrito como foi levada a cabo a restante parametrização.

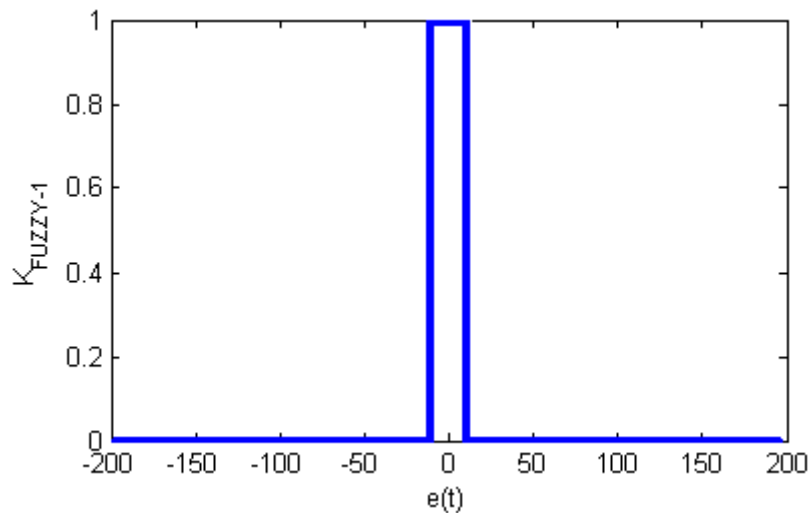


Figura 4.33 - Curva de resposta $K_{FUZZY-1}$ do FLC PI implementado no FPGA – controle de posição.

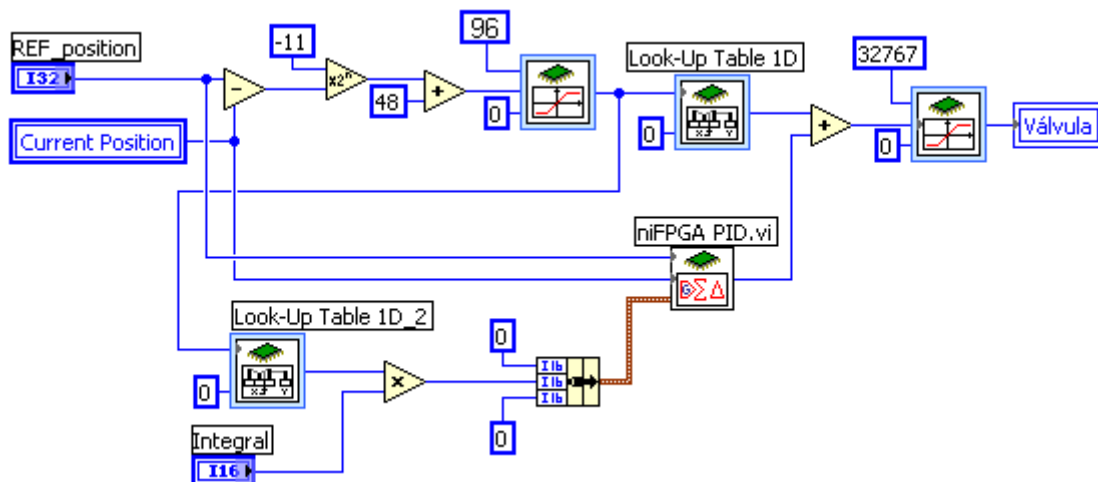


Figura 4.34 - Controlador FLC PI implementado no FPGA – controle de posição.

4.2 CONTROLADORES DE FORÇA

Para a execução do FLC em tempo real no CompactRIO, são geradas LUT 1D a partir de funções da *Fuzzy Logic Toolbox* do MATLAB, que depois são transferidas para o *startup VI 2* (configuração seis). Assim, para cada valor que o erro de força pode tomar no universo $[-3000 \ 3000]$ (N), está associado um valor de actuação numa LUT 1D, num total de 100 elementos. Para valores de entrada entre estes índices, o valor de saída é obtido por interpolação linear [79, pp. 816-817]. Foram desenvolvidos seis controladores para o controlo de força: um PID, quatro FLC P e um híbrido FLC PID.

4.2.1 CONTROLADOR PID

À semelhança do controlador PID implementado no controlo de posição, a acção de controlo é uma combinação linear do passado, presente e futuro do erro, como indicam a figura 4.35 e a

equação 4.12. Para a eliminação do ruído, foram utilizados um filtro RC passa-baixo de 1ª ordem com frequência de corte de 20 Hz, colocado entre a saída do circuito de condicionamento do sinal de força e o módulo de leitura cRIO-9215, e filtros *Butterworth* de 4ª ordem com frequência de corte de 10 Hz para a filtragem do ruído do sinal de força e da sua derivada.

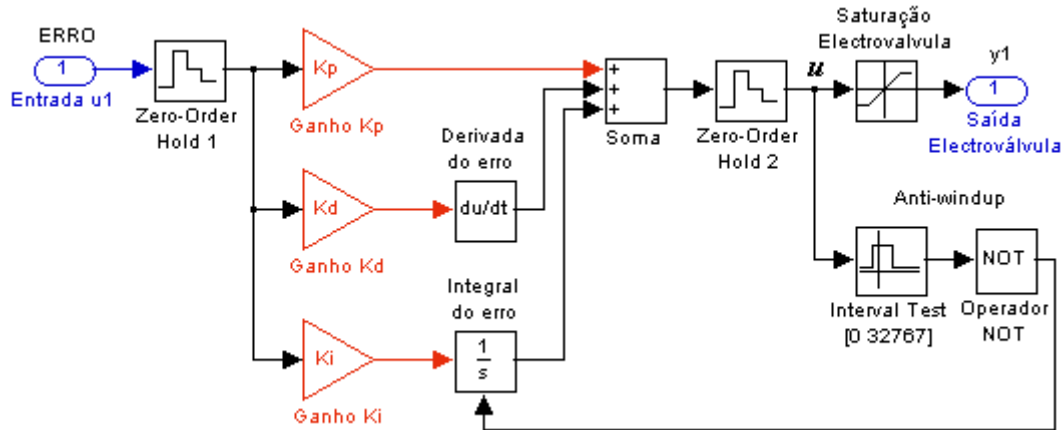


Figura 4.35 - Diagrama de blocos do controlador PID – controle de força.

$$y_1(t) = K_P e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (4.12)$$

Foram encontrados os seguintes parâmetros otimizados: $K_p = 14$, $K_i = 26$ e $K_d = 0.02$.

4.2.2 CONTROLADORES FLC

Foram configurados quatro controladores SISO FLC P (figura 4.36 e equação 4.13) que utilizam simplesmente a contribuição do presente do erro. O objectivo principal é o estudo do desempenho possível de ser obtido definindo somente o erro como a única entrada do controlador. A figura 4.37 ilustra a curva de controlo de cada um dos FLC P testados.

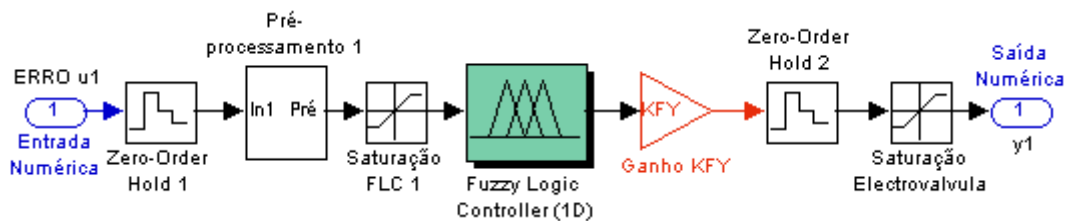


Figura 4.36 - Diagrama de blocos dos controladores de força FLC P – controlo de força.

$$y_1(t) = K_{FY} K_{FUZZY} (e(t)) \quad (4.13)$$

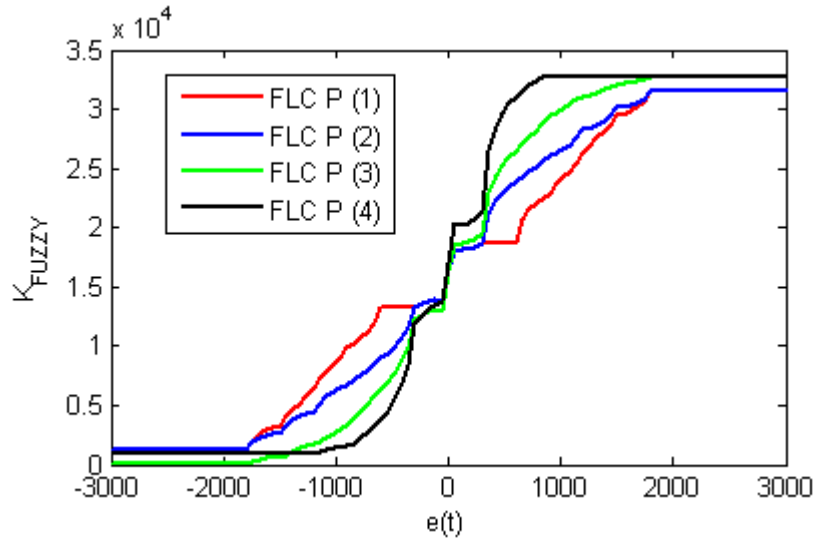


Figura 4.37 - Curva de controle $K_{FUZZY} \cdot K_{FY}$ dos FLC P (1), (2), (3) e (4) – controle de força.

Os FLC P (1), (2) e (3) foram parametrizados com quinze regras, a partir de quinze funções de pertinência associadas à entrada $e(t)$, e quinze funções de pertinência associadas à saída K_{FUZZY} . O FLC P (4) utiliza somente nove conjuntos difusos para a entrada $e(t)$ e nove para a saída K_{FUZZY} , totalizando somente nove regras. Em todos os controladores foi aplicado um sistema de inferência do tipo Mamdani, onde se definiram os métodos de implicação, agregação e desfuzificação do tipo mínimo, máximo e COG, respectivamente. Assim como nos FLC P desenvolvidos para o controle de posição, também estes foram programados para apresentarem elevada sensibilidade e desprezarem a variação do erro com o tempo. Nos anexos D.1, D.2, D.3 e D.4 são prestadas mais informações sobre as funções de pertinência e as bases de regras de cada um dos FLC P. Foram encontrados os seguintes parâmetros otimizados: $K_{FY}(\text{FLC P (1)}) = 1$, $K_{FY}(\text{FLC P (2)}) = 1$, $K_{FY}(\text{FLC P (3)}) = 1.36$, $K_{FY}(\text{FLC P (4)}) = 1.74$.

4.2.3 CONTROLADOR FLC PID

Este controlador utiliza não linearmente as contribuições do presente, passado e futuro do erro, através de cinco SISO FLC's e um SIMO FLC (figura 4.38 e equação 4.14): dois FLC P para definir a acção proporcional, e um FLC (3) para definir, em função do sinal de referência de força, qual dos FLC P entra em funcionamento em cada instante de tempo; um FLC I para o controle da acção integral do erro; um FLC D para o controle da acção derivativa do erro; e um FLC para implementar a técnica *anti-windup*. O funcionamento deste controlador é, assim, resumidamente explicado pelo *statechart* da figura 4.39.

$$y_1(t) = K_{FUZZY-P}(e(t), F) + K_i K_{FUZZY-I}(e(t)) \int_0^t e(t) dt + K_D K_{FUZZY-D} \frac{de(t)}{dt} \quad (4.14)$$

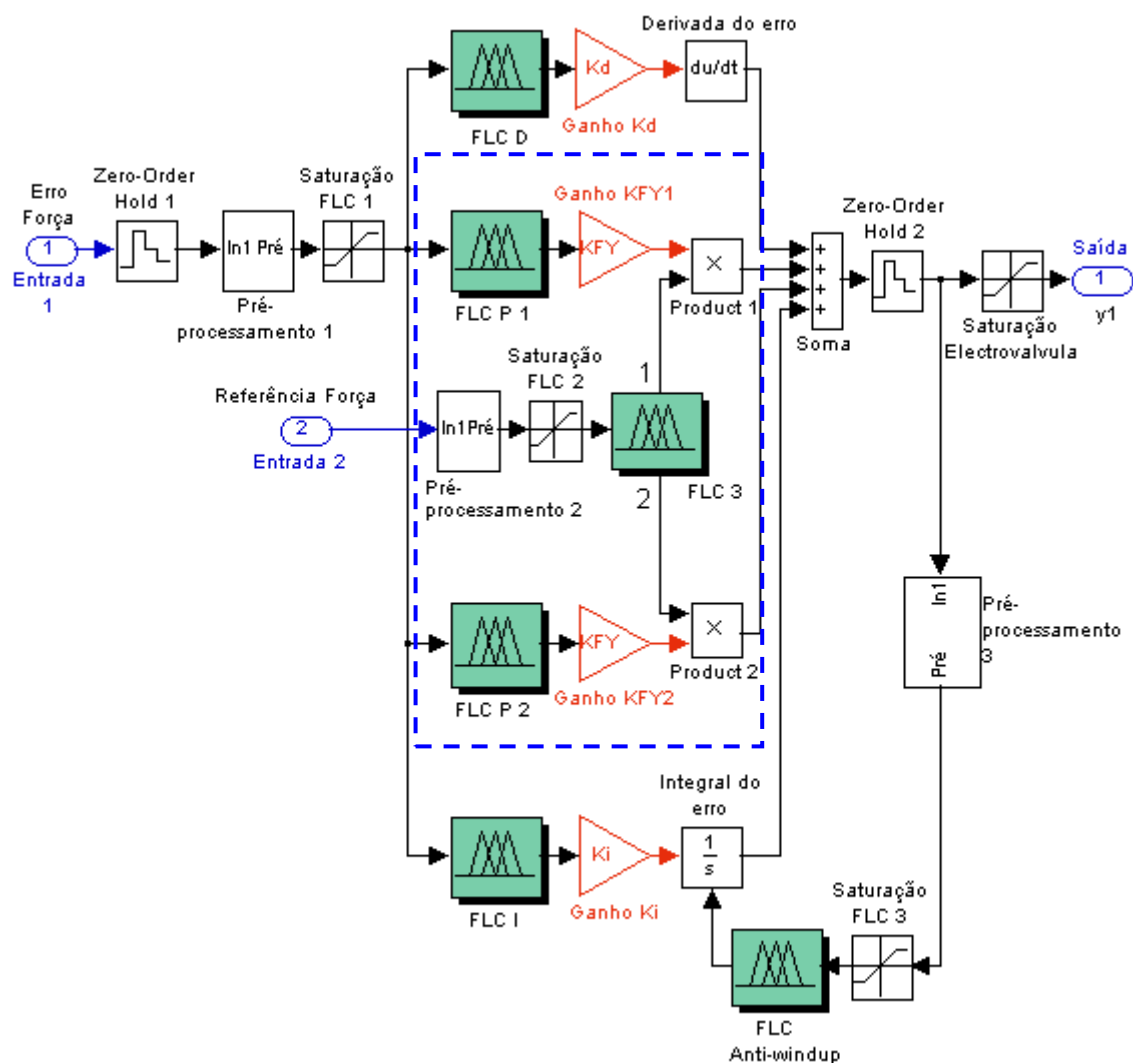


Figura 4.38 - Diagrama de blocos do controlador de força FLC PID – controlo de força.

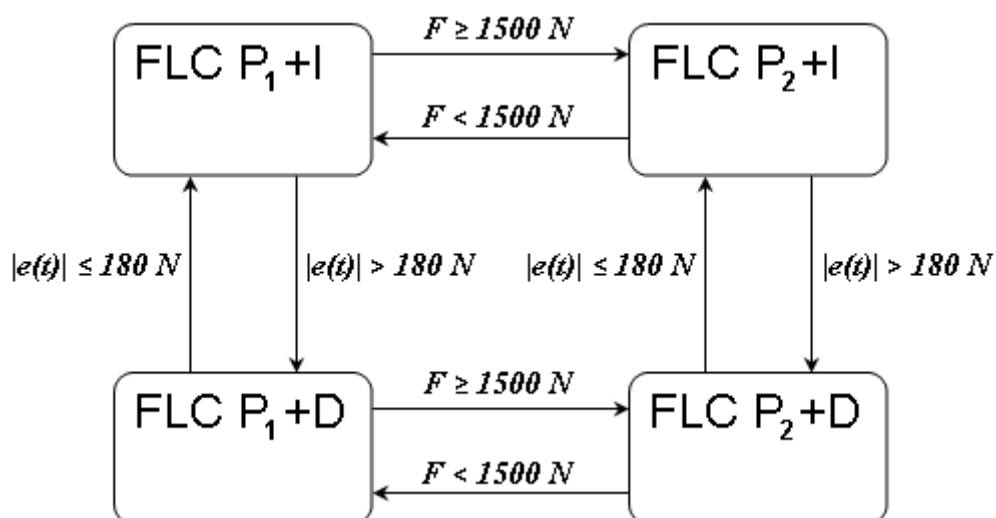


Figura 4.39 - Statechart do FLC PID – controlo de força.

Foi verificado experimentalmente que, ao ser aplicado qualquer um dos FLC P, o *overshoot* é tanto maior quanto menor for o valor da referência de força. O diagrama de blocos, que se

encontra na área a tracejado da figura 4.38, realiza a comutação entre duas curvas FLC P em função da referência de força (figura 4.40). É o FLC 3 (figura 4.41 e anexo D.5) que observa a referência de força e toma a responsabilidade de executar o *switching* entre as duas curvas, cujas diferentes sensibilidades fazem diminuir o *overshoot* na resposta a baixos valores de referência de força. Poderia ser evitado o FLC 3 com a construção de um MISO FLC P, mas seria exigido um elevado número de regras, em contraposição com as duas regras somente prescritas para o FLC 3. Para melhorar o desempenho do controlador, foi ainda acrescentado um FLC I e um FLC D (figura 4.42).

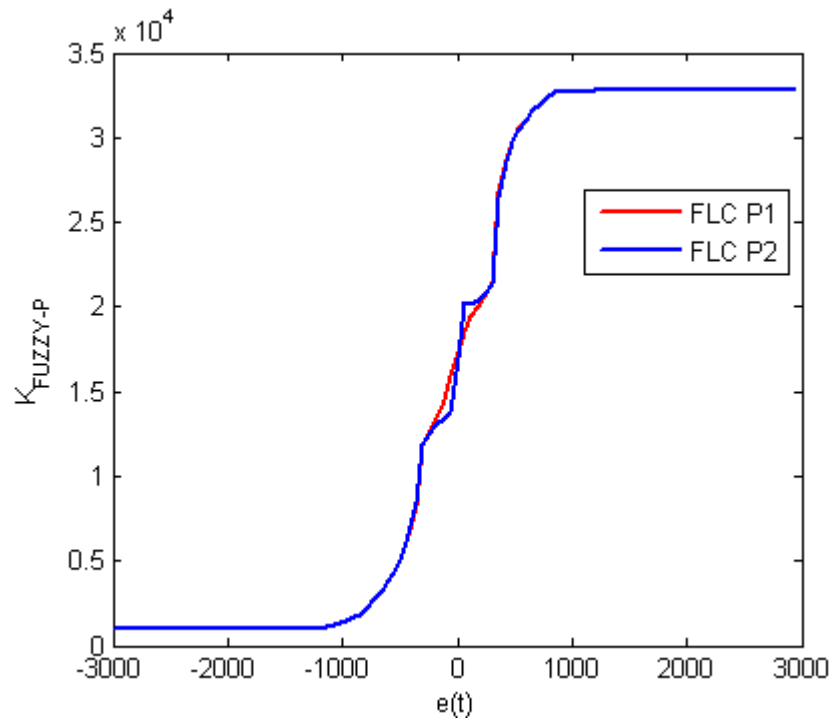


Figura 4.40 - Curvas de controle $K_{FUZZY-P} \cdot K_{FY}$ do FLC P1 e FLC P2 – controle de força.

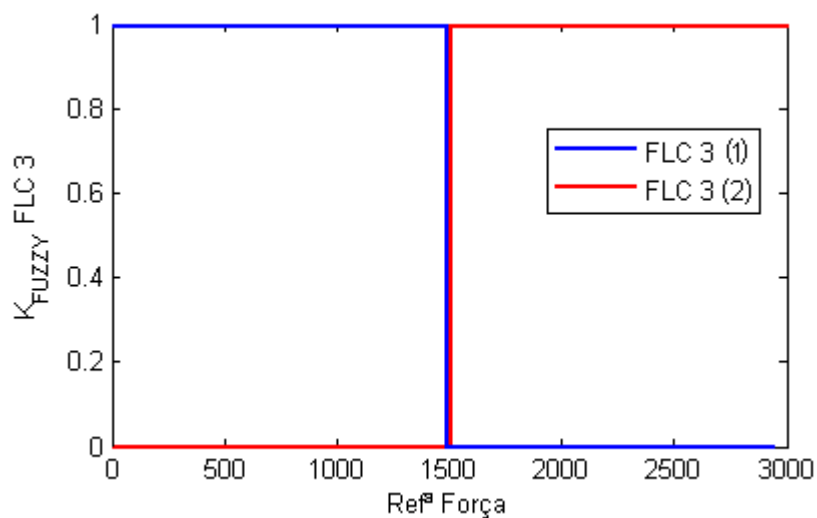


Figura 4.41 - Curvas de controle do FLC 3 – controle de força.

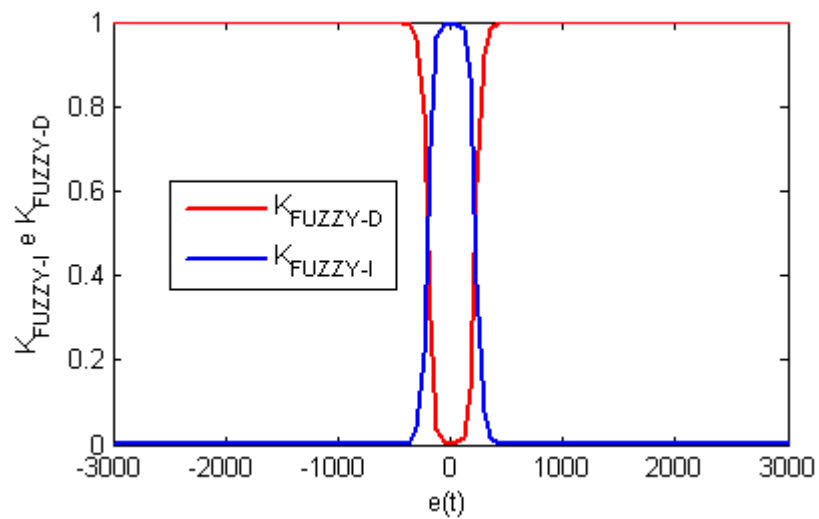


Figura 4.42 - Curva de controle dos FLC I e D – controle de força.

Foram encontrados os seguintes parâmetros otimizados: $K_{FY1} = 1.74$, $K_{FY2} = 1.74$, $K_i = 20$, $K_d = 0.001$.

CAPÍTULO 5

Páginas 93 - 133

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados alguns dos resultados experimentais obtidos com a aplicação dos sete controladores de posição e dos seis controladores de força. Foram realizados vários ensaios, embora aqui estejam apresentados somente a resposta ao degrau, o seguimento de trajectórias sinusoidais e de sinais em rampa. A aquisição de dados foi efectuada a 100 Hz pelo cRIO-9002 e o acesso aos dados foi garantido por FTP. A figura 5.1 apresenta a actuação do bloco *anti-windup* do controlador PID no controlo de posição. Os restantes blocos *anti-windup* desenvolvidos para o controlo de força e posição têm comportamento idêntico.

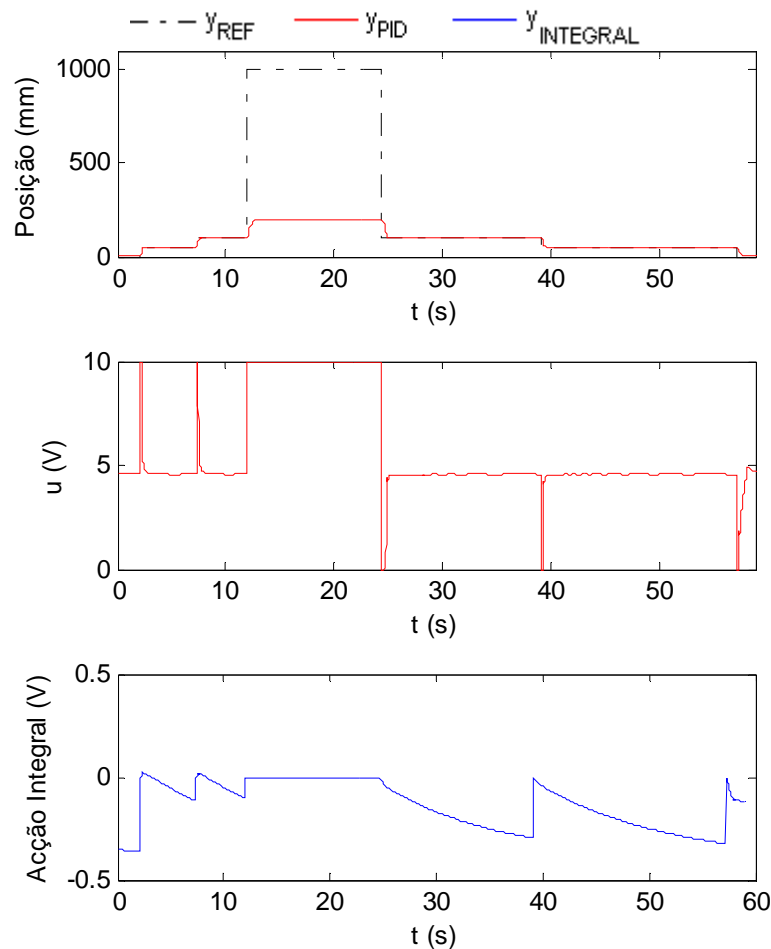


Figura 5.1 - Actuação do bloco *anti-windup* do controlador PID no controlo de posição.

5.1 CONTROLO DE POSIÇÃO

5.1.1 CONFIGURAÇÃO 6 - RESPOSTA AO DEGRAU

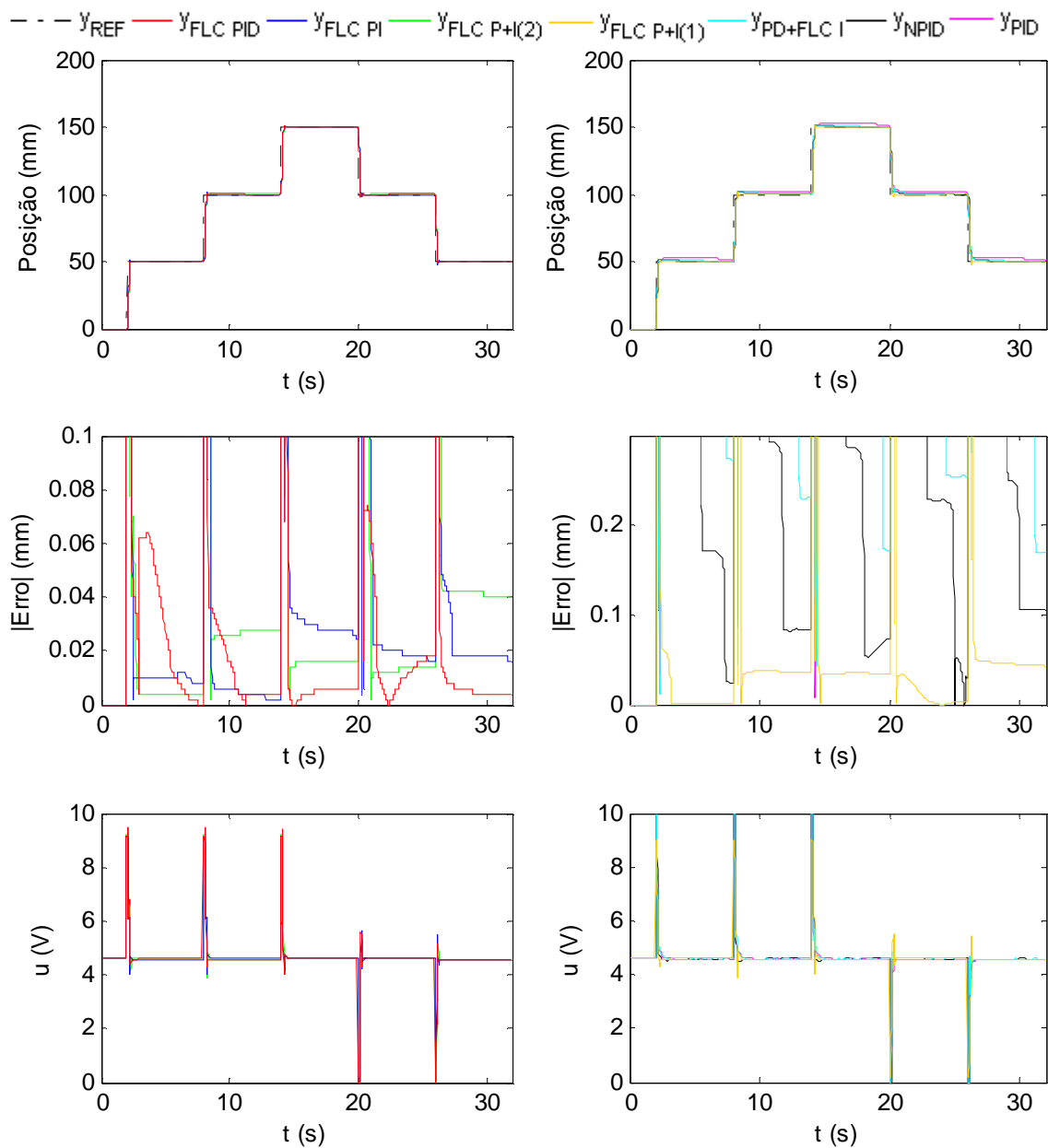


Figura 5.2 - Resposta dos controladores de posição aos degraus 0→50→100→150→100→50 mm.

Tabela 5.1 - Resultados experimentais do controlo de posição à 1ª sequência de degraus.

| | MSE (mm^2) | MO (%) | mEE (μm) | MEE (μm) |
|-------------|----------------|--------|-----------------|-----------------|
| FLC PID | 31.69 | 5.24 | 0 | 18 |
| FLC PI | 32.78 | 5.42 | 2 | 26 |
| FLC P+I (2) | 34.63 | 4.72 | 4 | 40 |
| FLC P+I (1) | 35.57 | 4.92 | 2 | 42 |
| PD+FLC I | 28.49 | 3.99 | 102 | 254 |
| NPID | 35.34 | 4.98 | 24 | 106 |
| PID | 36.17 | 5.39 | 1632 | 1986 |

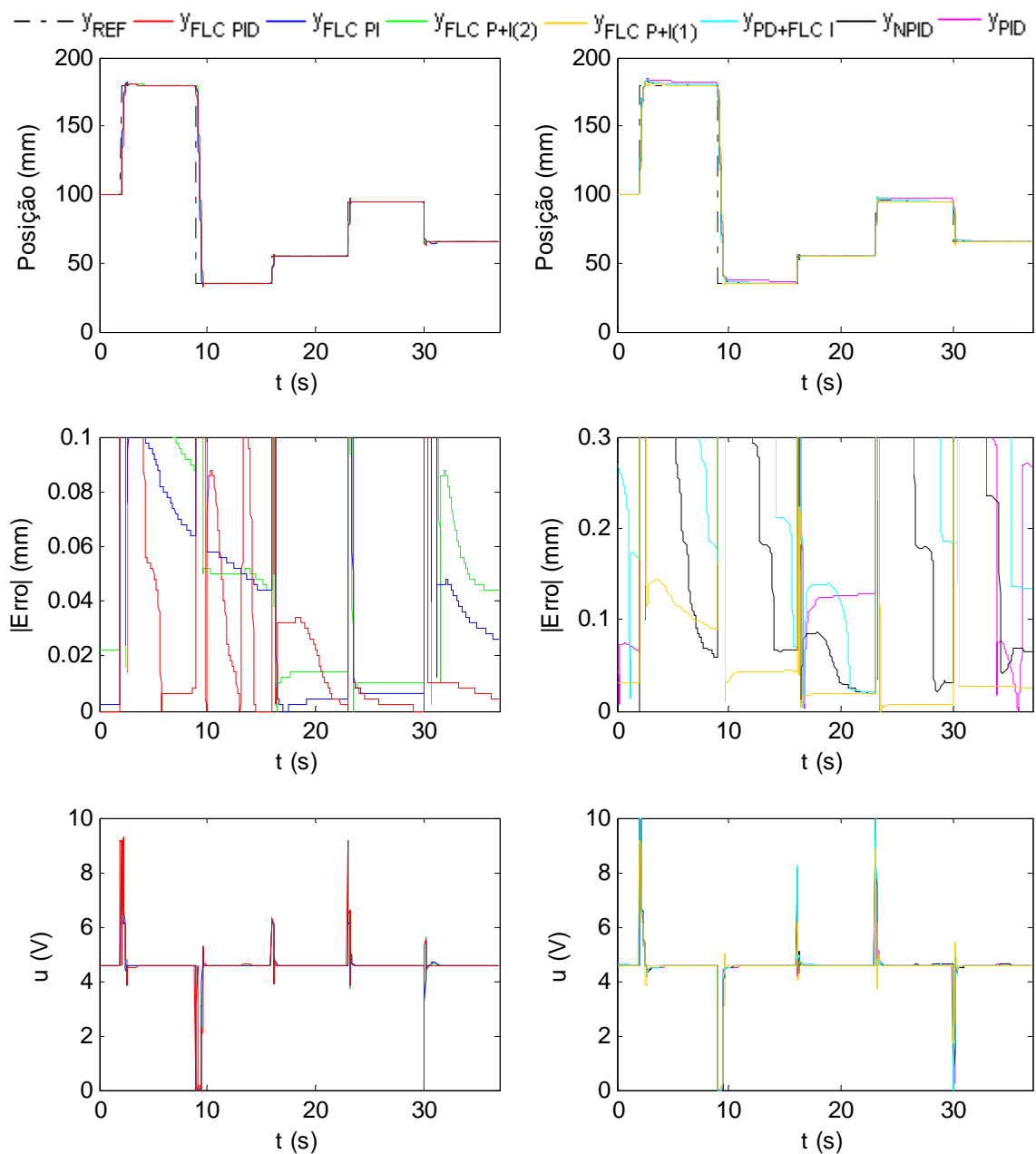


Figura 5.3 - Resposta dos controladores de posição aos degraus 100→180→35→55→95→65 mm.

Tabela 5.2 - Resultados experimentais do controle de posição à 2ª sequência de degraus.

| | MSE (mm^2) | MO (%) | mEE (μm) | MEE (μm) |
|-------------|----------------|--------|-----------------|-----------------|
| FLC PID | 160.69 | 8.76 | 0 | 8 |
| FLC PI | 136.51 | 7.91 | 4 | 64 |
| FLC P+I (2) | 147.89 | 8.8 | 10 | 88 |
| FLC P+I (1) | 148.16 | 7.59 | 6 | 86 |
| PD+FLC I | 111.13 | 5.83 | 20 | 184 |
| NPID | 123.48 | 5.91 | 18 | 66 |
| PID | 141.43 | 6.87 | 128 | 1914 |

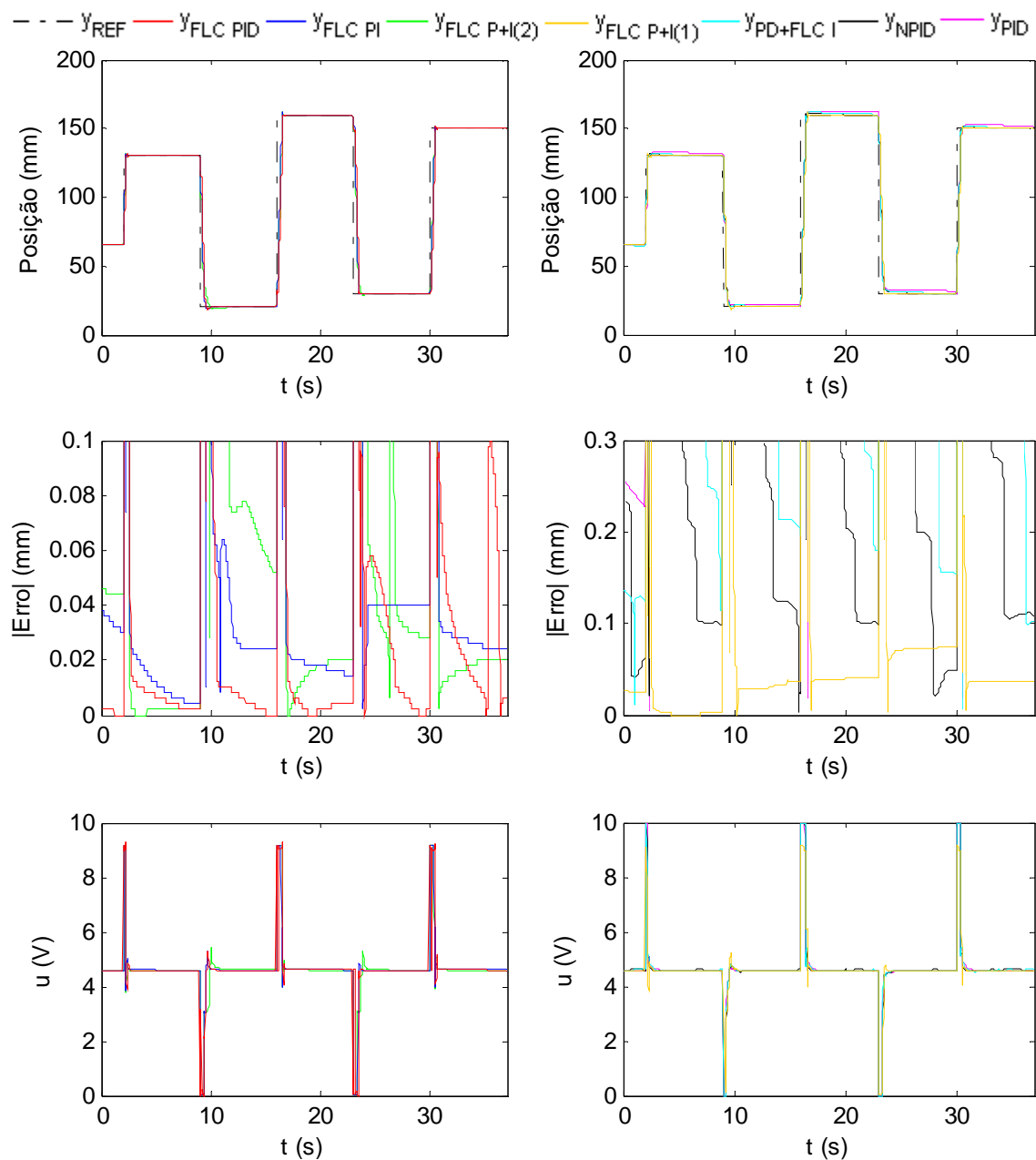


Figura 5.4 - Resposta dos controladores de posição aos degraus 65→130→20→160→30→150 mm.

Tabela 5.3 - Resultados experimentais do controle de posição à 3ª sequência de degraus.

| | MSE (mm^2) | MO (%) | mEE (μm) | MEE (μm) |
|-------------|----------------|--------|-----------------|-----------------|
| FLC PID | 395.3 | 2.84 | 0 | 6 |
| FLC PI | 304.38 | 3.09 | 4 | 40 |
| FLC P+I (2) | 298.06 | 3.24 | 2 | 52 |
| FLC P+I (1) | 309.21 | 3.14 | 2 | 74 |
| PD+FLC I | 268.99 | 3.06 | 102 | 196 |
| NPID | 275.47 | 2.45 | 22 | 108 |
| PID | 281.48 | 4.17 | 1618 | 1900 |

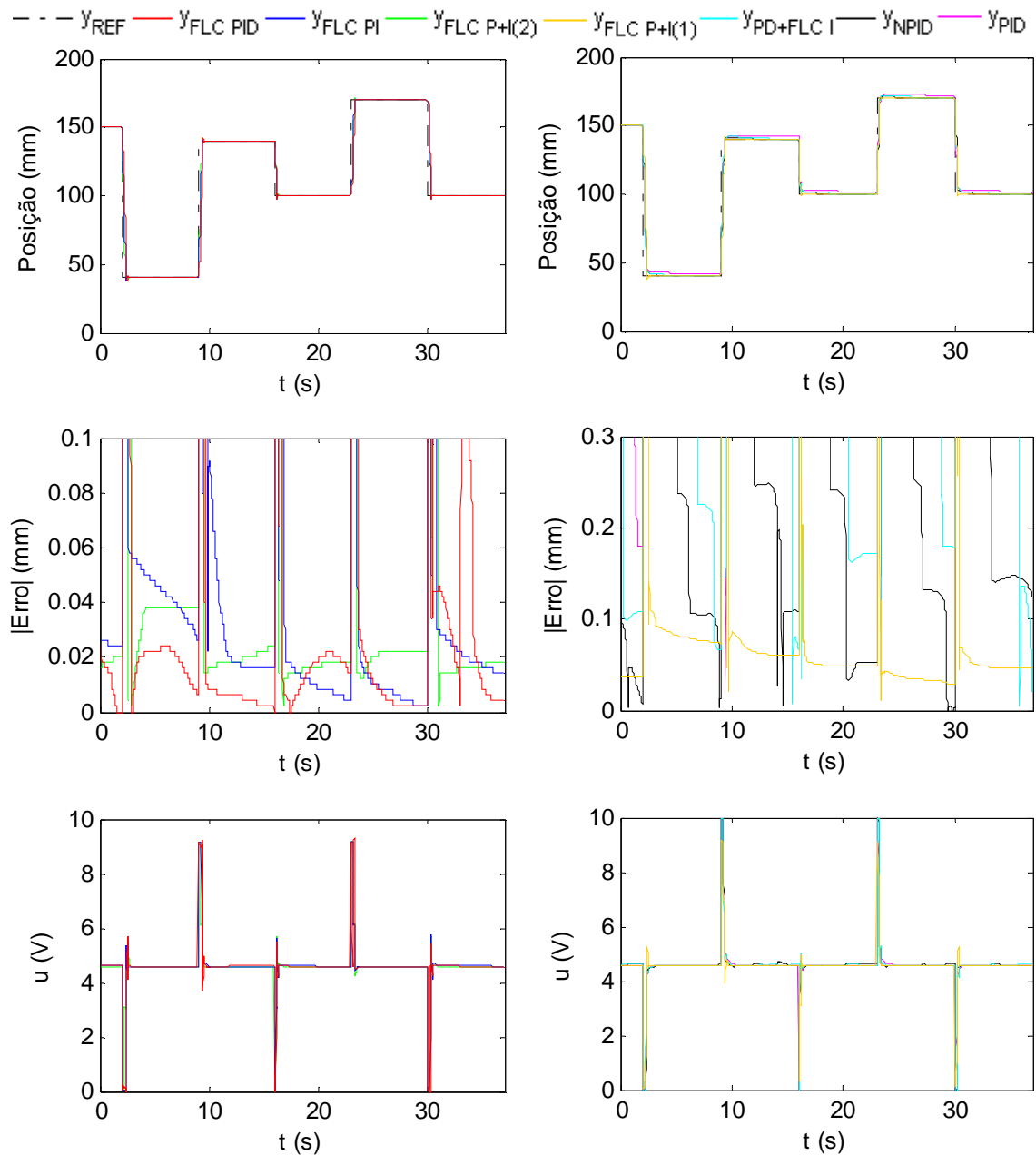


Figura 5.5 - Resposta dos controladores de posição aos degraus 150→40→140→100→170→100 mm.

Tabela 5.4 - Resultados experimentais do controle de posição à 4ª sequência de degraus.

| | MSE (mm^2) | MO (%) | mEE (μm) | MEE (μm) |
|-------------|----------------|--------|-----------------|-----------------|
| FLC PID | 160.12 | 6.14 | 2 | 14 |
| FLC PI | 121.05 | 6.6 | 2 | 26 |
| FLC P+I (2) | 112.65 | 7.21 | 18 | 38 |
| FLC P+I (1) | 119.68 | 2.43 | 28 | 72 |
| PD+FLC I | 104.08 | 2.95 | 16 | 178 |
| NPID | 112.45 | 2.67 | 2 | 124 |
| PID | 108.4 | 3.81 | 1520 | 1848 |

5.1.2 CONFIGURAÇÃO 6 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIAS SINUSOIDAIS

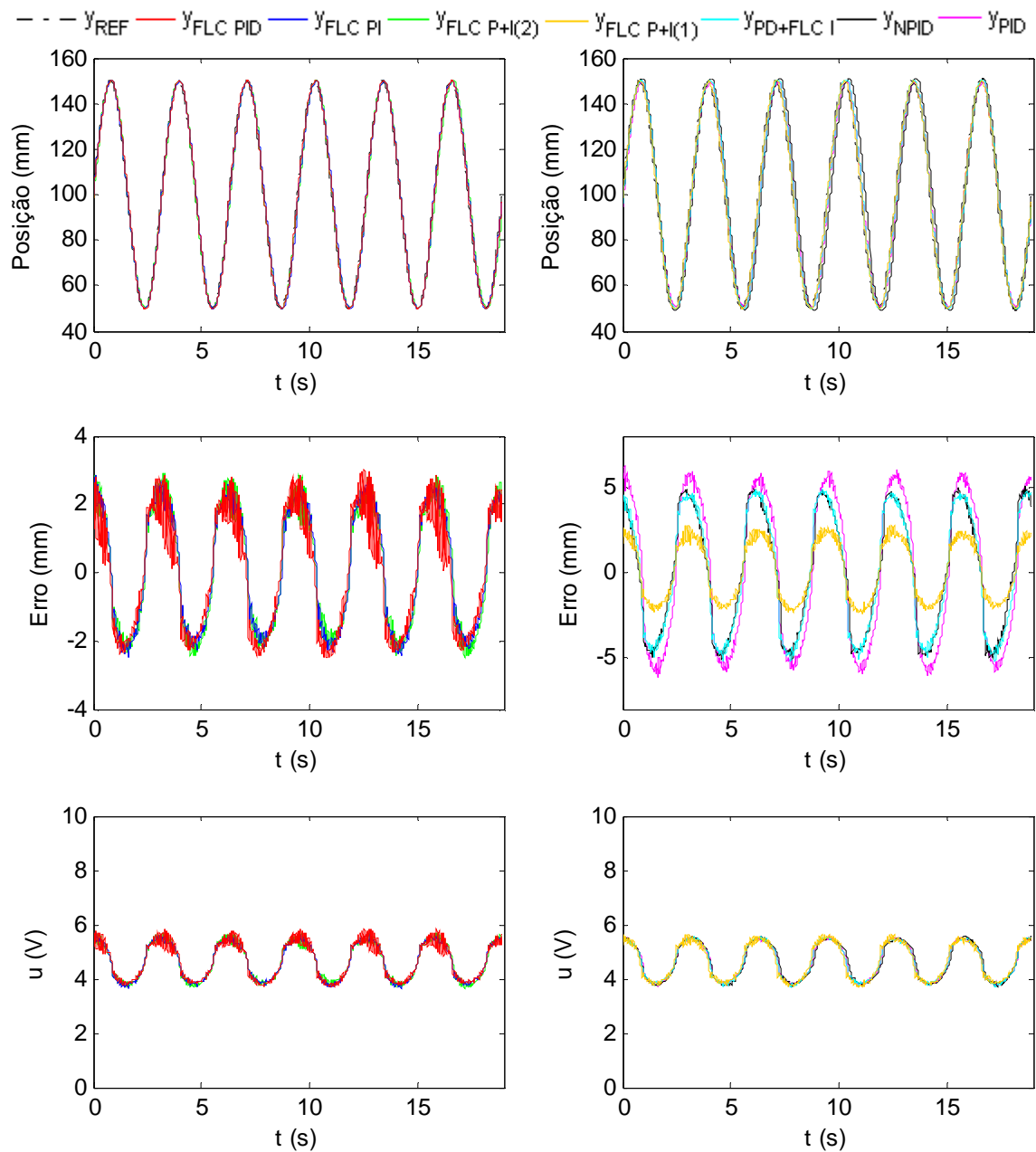


Figura 5.6 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm e de frequência $1/\pi$ Hz.

Tabela 5.5 - Resultados experimentais do controlo de posição à 1ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 2.93 | 2.994 |
| FLC PI | 3.11 | 2.856 |
| FLC P+I (2) | 3.16 | 2.938 |
| FLC P+I (1) | 3.07 | 2.736 |
| PD+FLC I | 12.53 | -5.239 |
| NPID | 12.12 | -5.064 |
| PID | 19.05 | 6.267 |

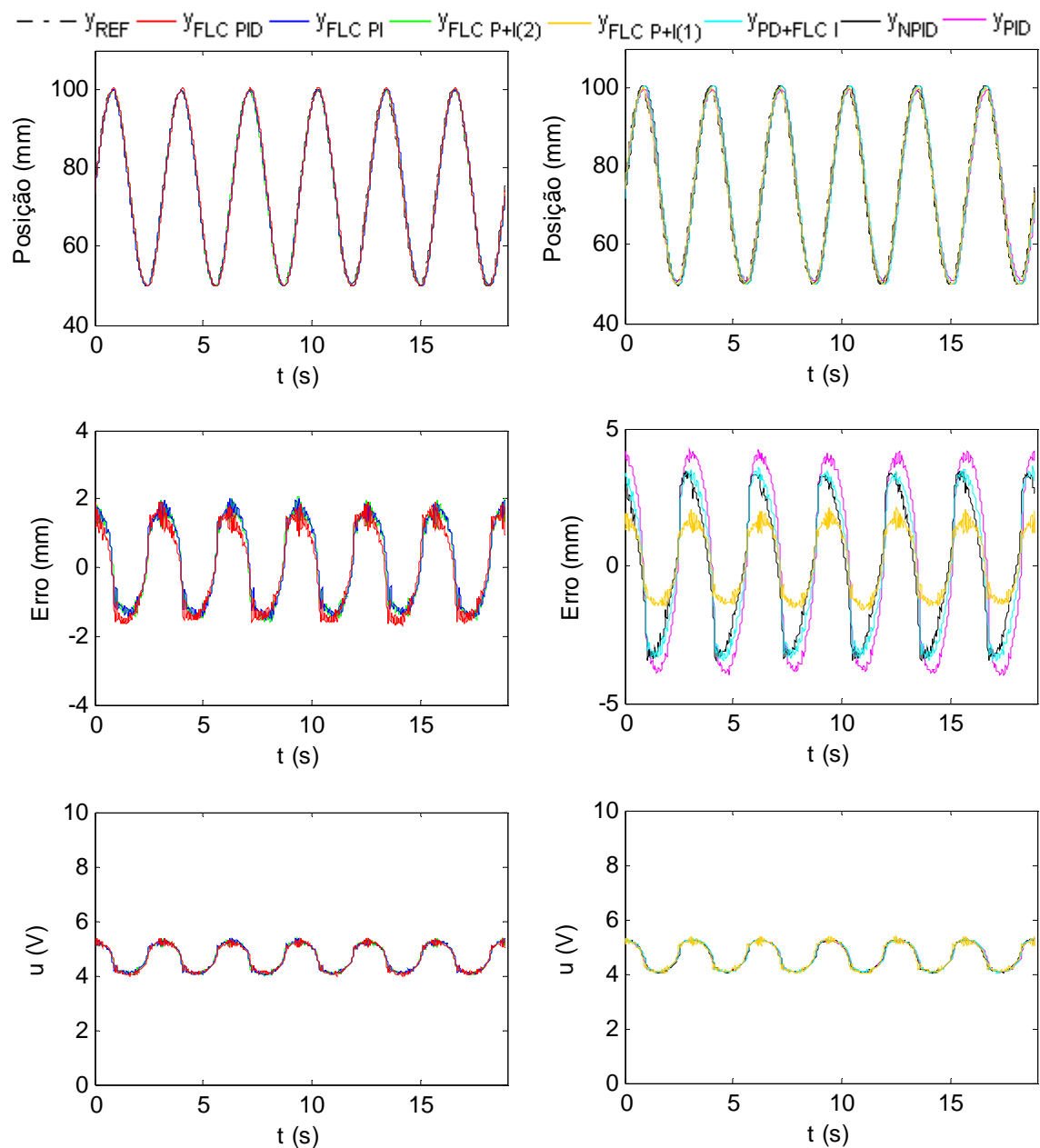


Figura 5.7 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 25 mm e de frequência $1 / \pi$ Hz.

Tabela 5.6 - Resultados experimentais do controlo de posição à 2ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 1.45 | 1.930 |
| FLC PI | 1.54 | 2.015 |
| FLC P+I (2) | 1.52 | 2.071 |
| FLC P+I (1) | 1.54 | 2.103 |
| PD+FLC I | 6.43 | 3.613 |
| NPID | 5.56 | -3.476 |
| PID | 9.61 | 4.244 |

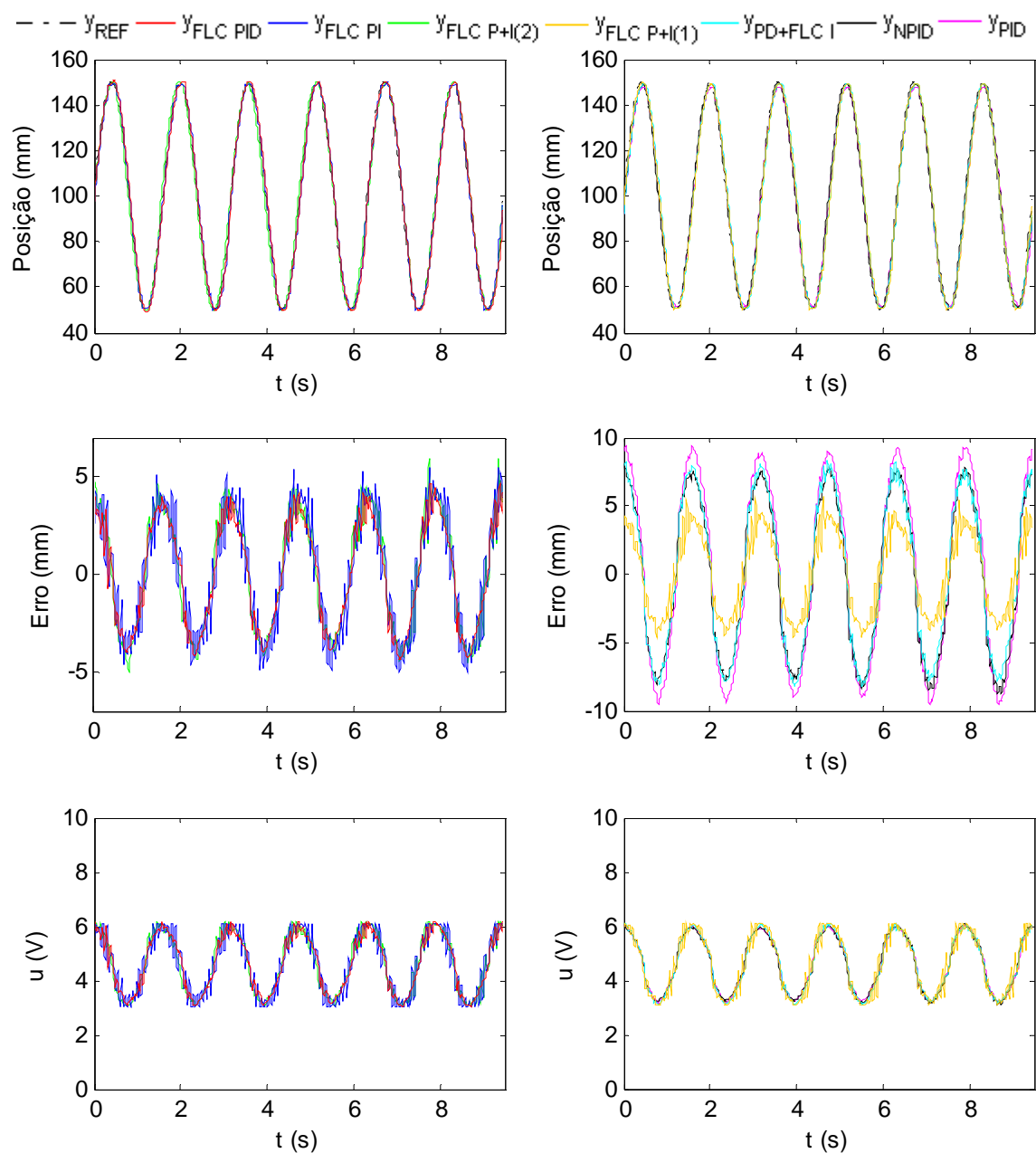


Figura 5.8 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm e de frequência $2 / \pi$ Hz.

Tabela 5.7 - Resultados experimentais do controlo de posição à 3ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 7.39 | 4.670 |
| FLC PI | 8.93 | 5.510 |
| FLC P+I (2) | 8.57 | 5.936 |
| FLC P+I (1) | 8.77 | 5.706 |
| PD+FLC I | 31.77 | 8.298 |
| NPID | 32.22 | -8.790 |
| PID | 44.19 | -9.533 |

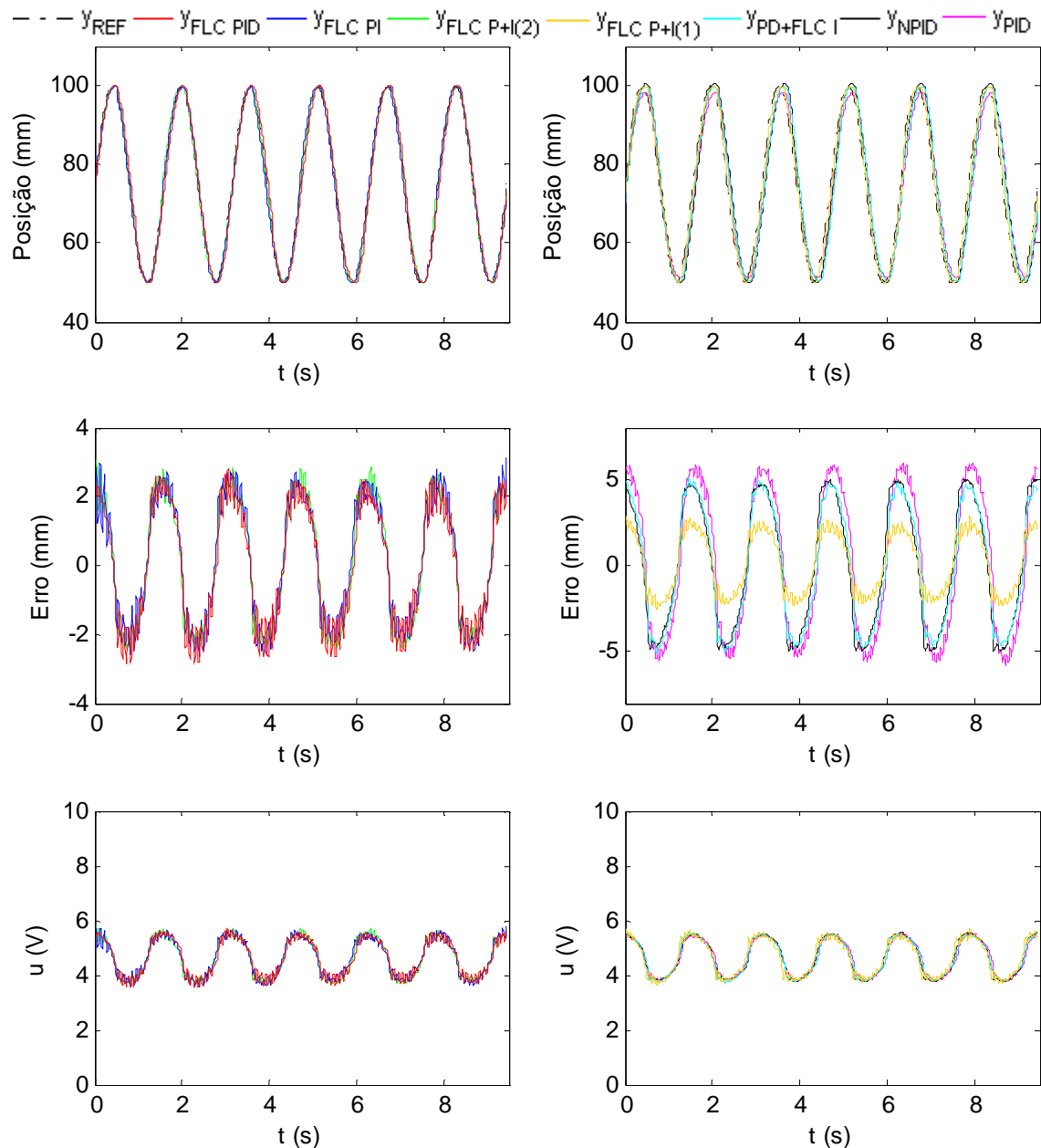


Figura 5.9 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 25 mm e de frequência $2/\pi$ Hz.

Tabela 5.8 - Resultados experimentais do controlo de posição à 4ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 2.98 | -2.836 |
| FLC PI | 3.09 | 3.135 |
| FLC P+I (2) | 3.29 | 3.061 |
| FLC P+I (1) | 3.07 | 2.862 |
| PD+FLC I | 12.54 | 5.045 |
| NPID | 13.11 | 5.028 |
| PID | 17.61 | 5.925 |

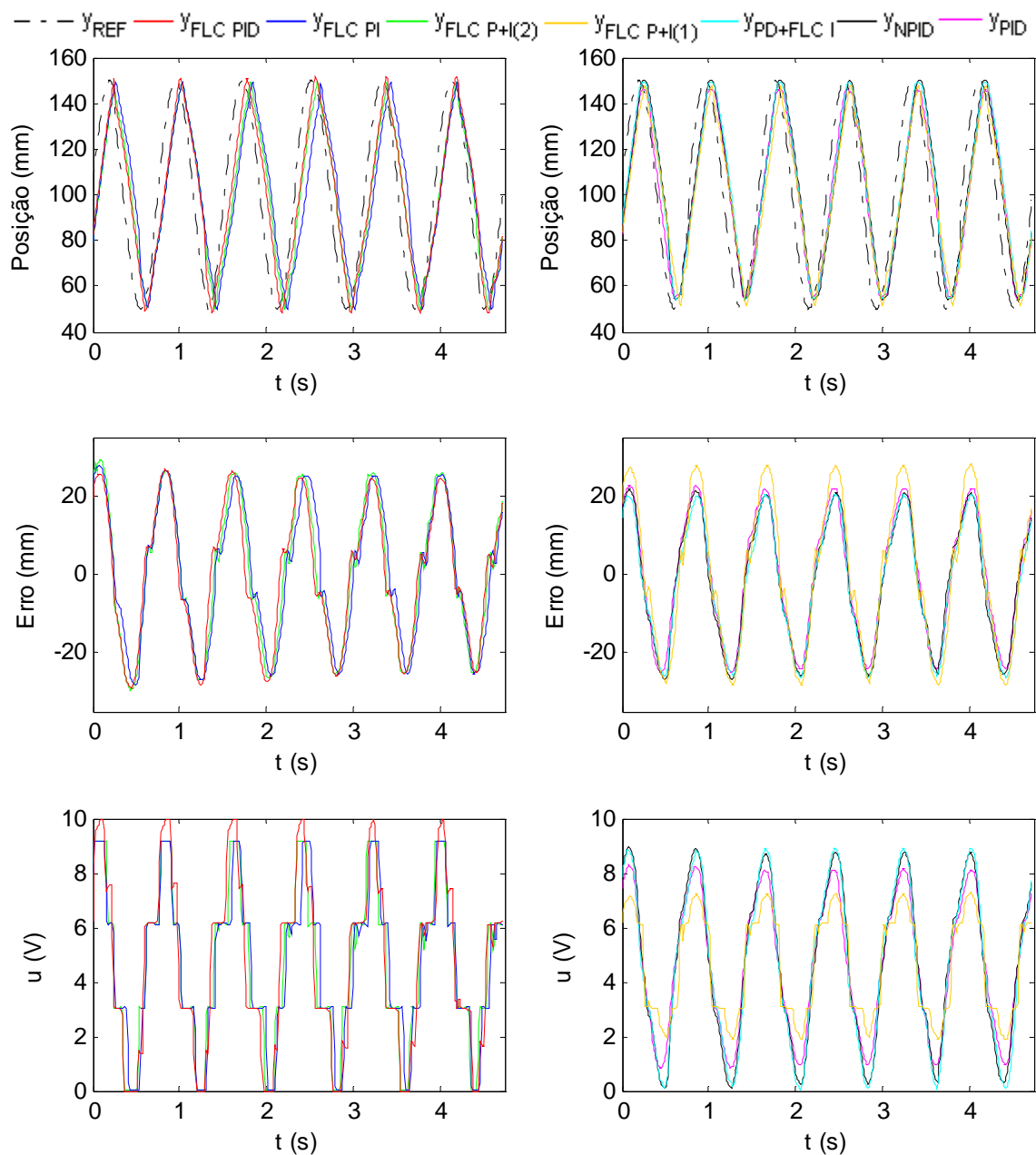


Figura 5.10 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm e de frequência $4 / \pi$ Hz.

Tabela 5.9 - Resultados experimentais do controlo de posição à 5ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 296.84 | -29.054 |
| FLC PI | 305.64 | -28.051 |
| FLC P+I (2) | 323.43 | -29.475 |
| FLC P+I (1) | 348.47 | -28.492 |
| PD+FLC I | 243.55 | -26.443 |
| NPID | 256.08 | -27.049 |
| PID | 252.59 | -25.223 |

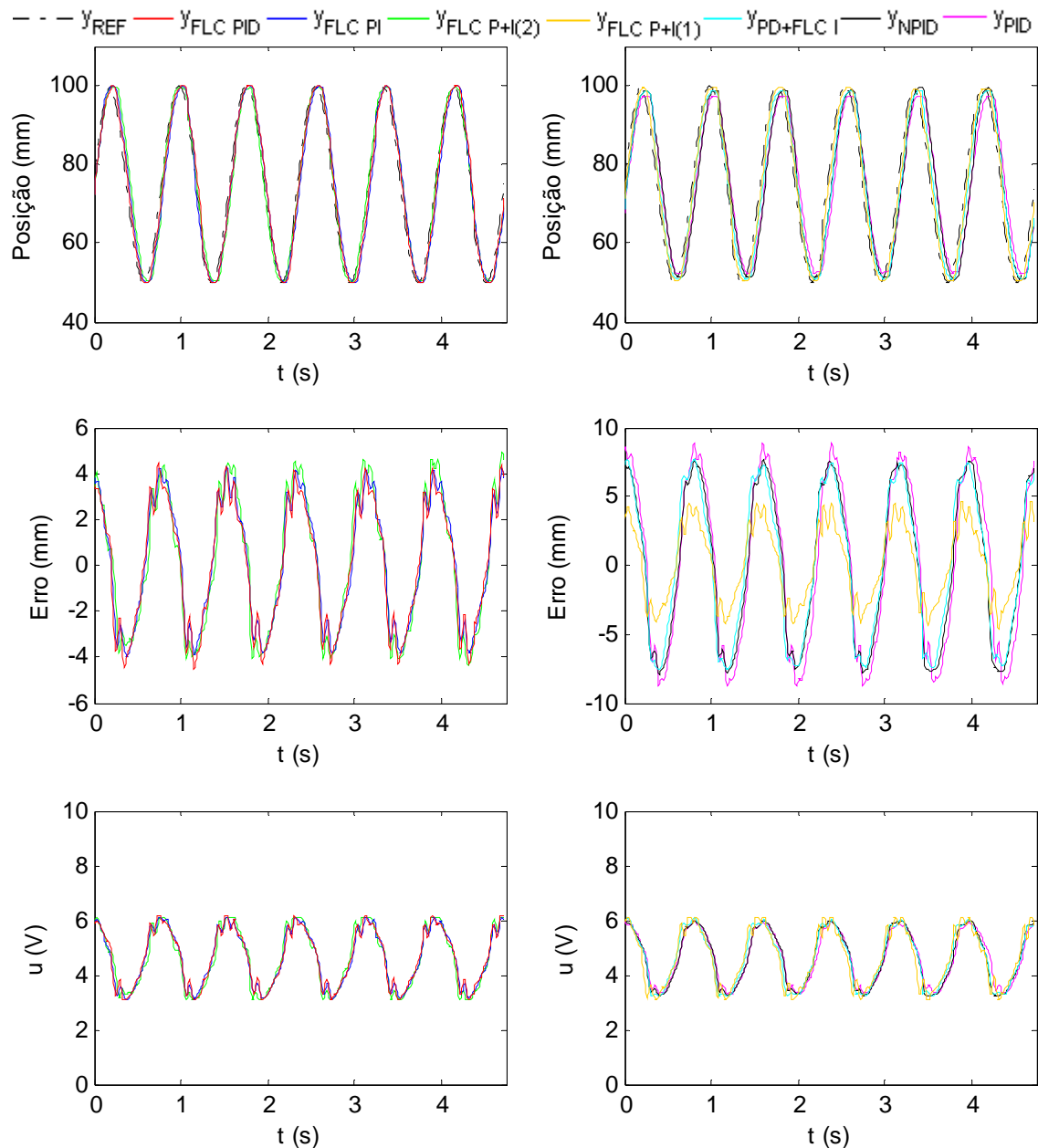


Figura 5.11 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 25 mm e de frequência $4 / \pi$ Hz.

Tabela 5.10 - Resultados experimentais do controlo de posição à 6ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 7.34 | -4.5 |
| FLC PI | 7.30 | 4.299 |
| FLC P+I (2) | 8.78 | 4.953 |
| FLC P+I (1) | 7.78 | 4.695 |
| PD+FLC I | 28.92 | 7.695 |
| NPID | 31 | -7.890 |
| PID | 37.18 | 8.879 |

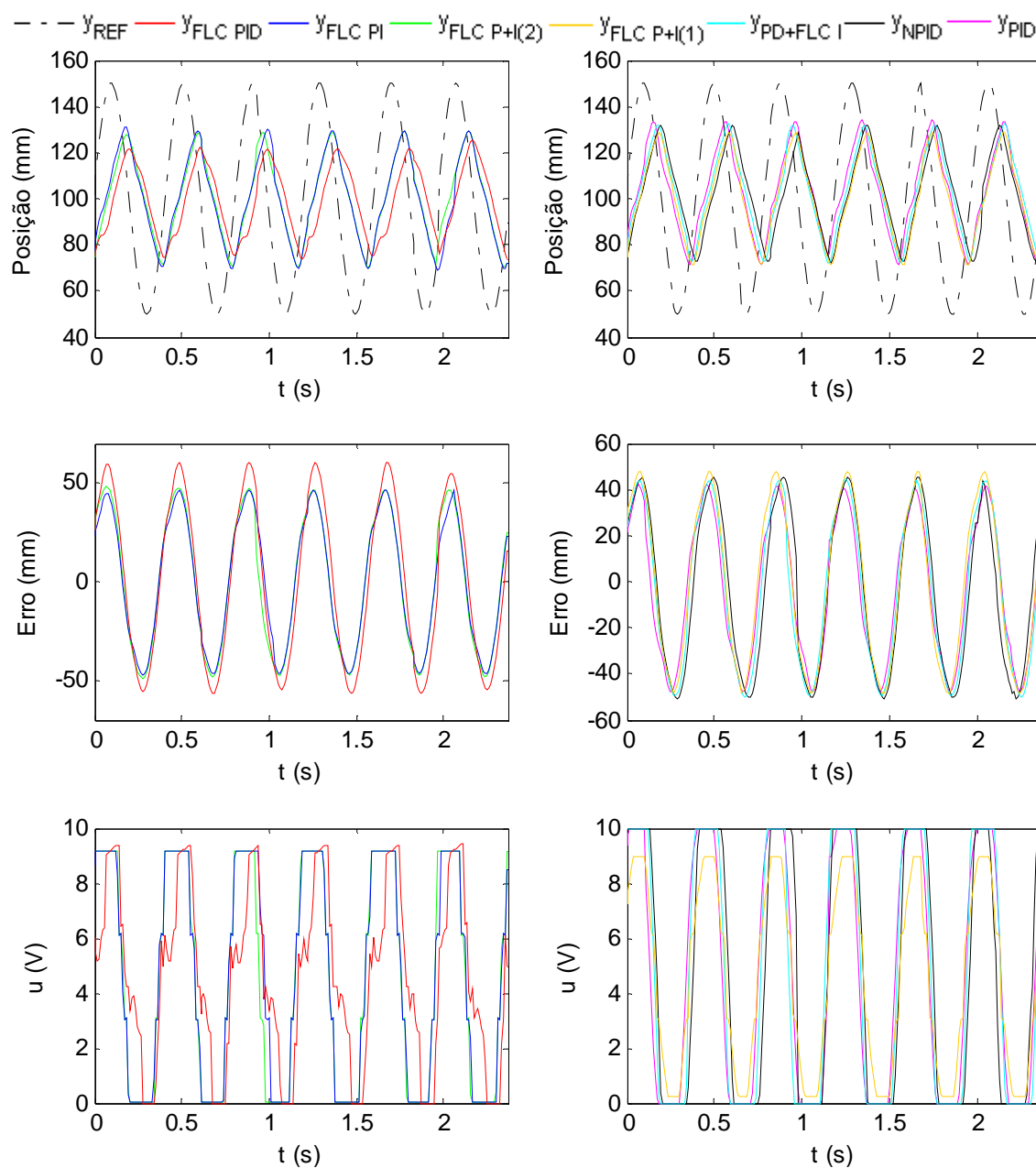


Figura 5.12 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm e de frequência $8 / \pi$ Hz.

Tabela 5.11 - Resultados experimentais do controlo de posição à 7ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 1628.4 | 60.649 |
| FLC PI | 1046.4 | -47.44 |
| FLC P+I (2) | 1168.6 | -48.996 |
| FLC P+I (1) | 1150.1 | -48.484 |
| PD+FLC I | 1132.9 | -49.828 |
| NPID | 1186.8 | -51.034 |
| PID | 959.87 | -47.832 |

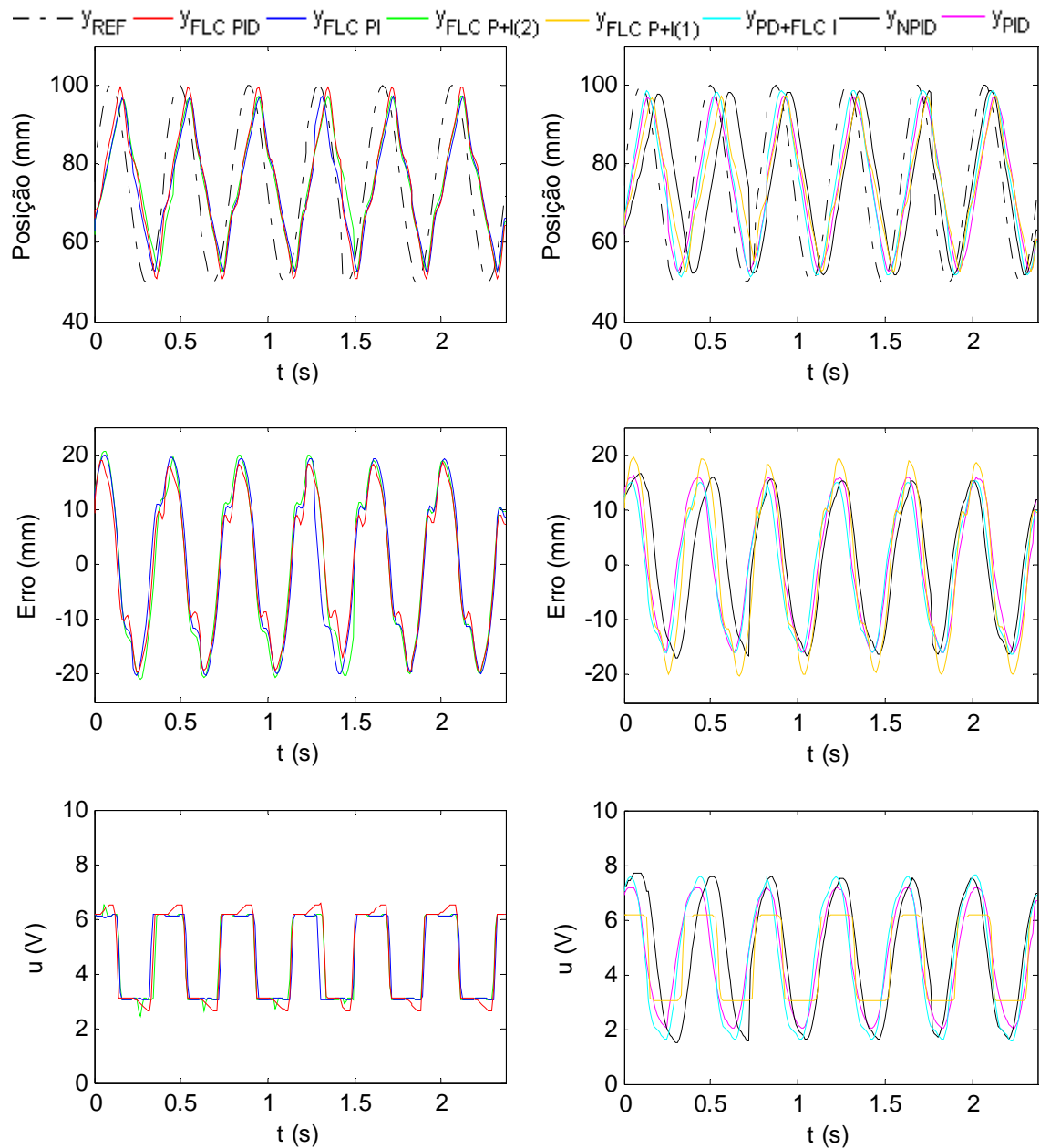


Figura 5.13 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 25 mm e de frequência $8 / \pi$ Hz.

Tabela 5.12 - Resultados experimentais do controlo de posição à 8ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 155.33 | -19.57 |
| FLC PI | 185.67 | -20.11 |
| FLC P+I (2) | 192.71 | -20.94 |
| FLC P+I (1) | 179.82 | -20.052 |
| PD+FLC I | 118.61 | 15.288 |
| NPID | 132.34 | -16.949 |
| PID | 126.47 | 16.158 |

5.1.3 CONFIGURAÇÃO 6 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIA TRIANGULAR

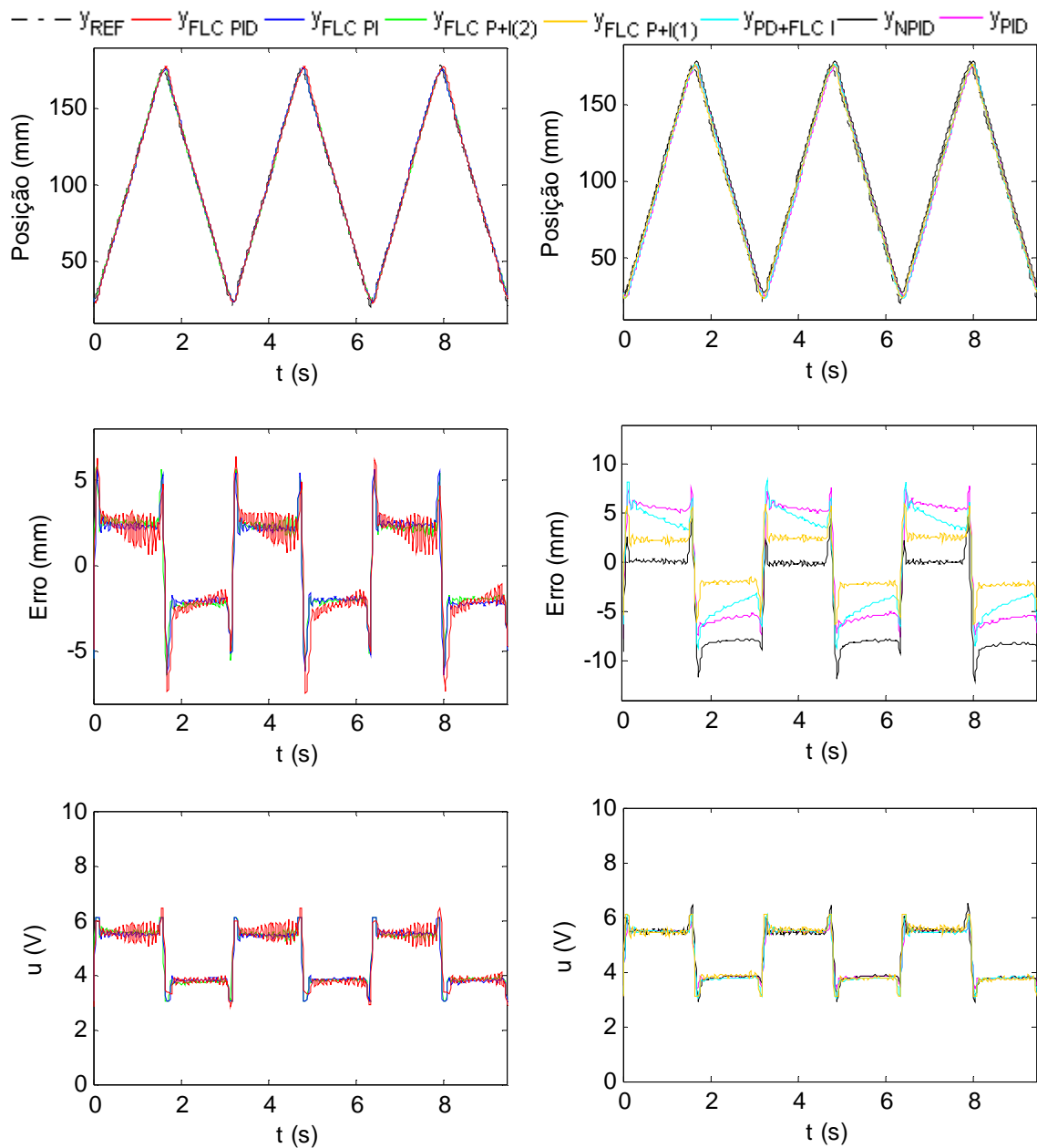


Figura 5.14 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória triangular com frequência $1 / \pi$ Hz.

Tabela 5.13 - Resultados experimentais do controlo de posição à trajectória triangular.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 7.85 | -7.427 |
| FLC PI | 6.71 | -6.335 |
| FLC P+I (2) | 6.79 | -6.323 |
| FLC P+I (1) | 7.29 | -6.375 |
| PD+FLC I | 23.12 | -8.774 |
| NPID | 34.60 | -12.042 |
| PID | 32.12 | 7.828 |

5.1.4 CONFIGURAÇÃO 6 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIA DO TIPO RAMPA

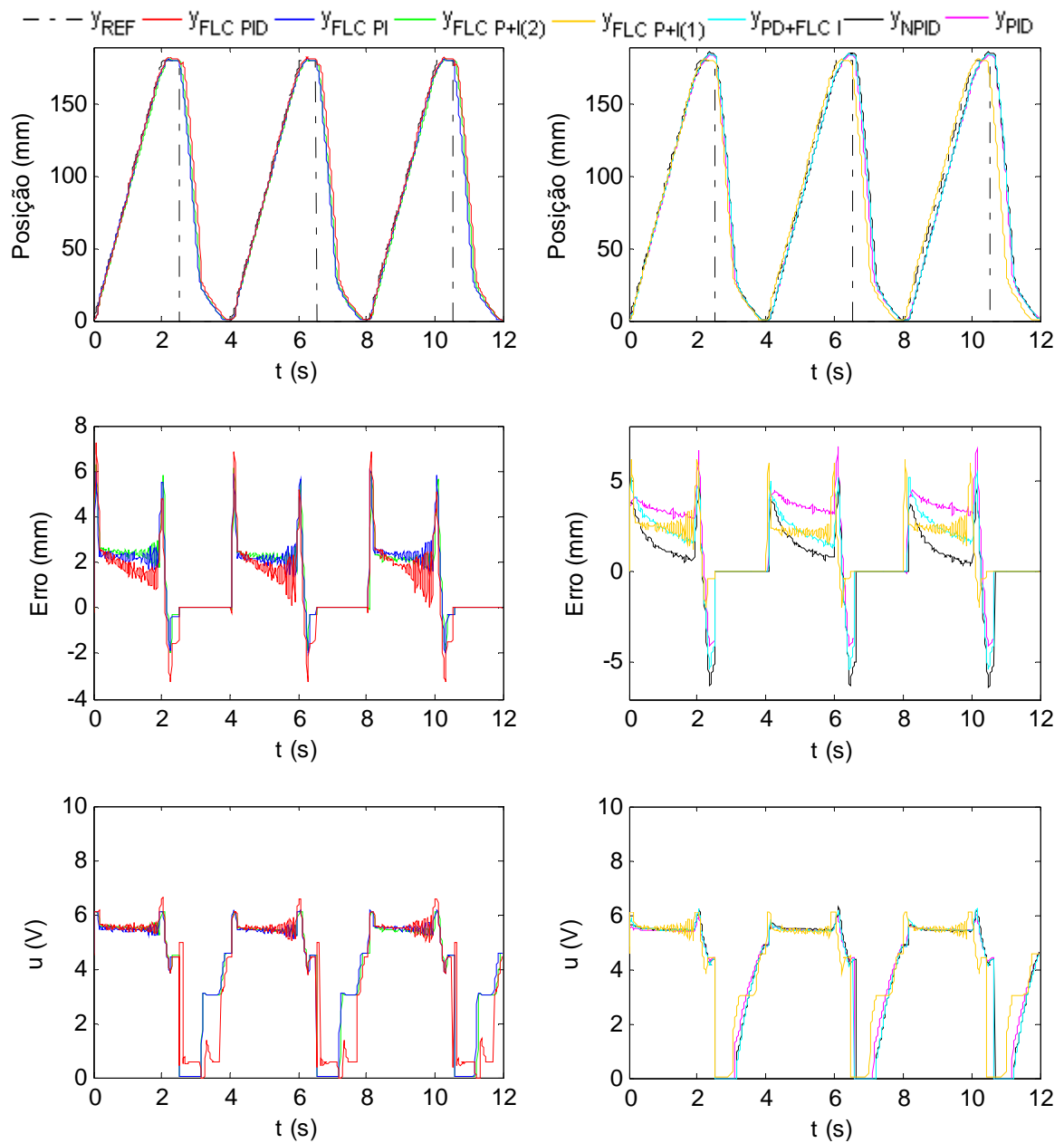


Figura 5.15 - Resposta dos controladores de posição ao seguimento de uma trajectória do tipo rampa (não foi contabilizado o erro do retorno da massa móvel à origem do referencial de posição).

Tabela 5.14 - Resultados experimentais do controlo de posição à trajectória rampa.

| | MSE (mm^2) | ESM (mm) |
|-------------|----------------|----------|
| FLC PID | 3.51 | 7.282 |
| FLC PI | 3.80 | 6.048 |
| FLC P+I (2) | 3.96 | 6.298 |
| FLC P+I (1) | 4.15 | 6.182 |
| PD+FLC I | 5.42 | 5.479 |
| NPID | 4.1 | -6.309 |
| PID | 8.27 | 6.841 |

5.1.5 CONFIGURAÇÃO 7 - RESPOSTA AO DEGRAU

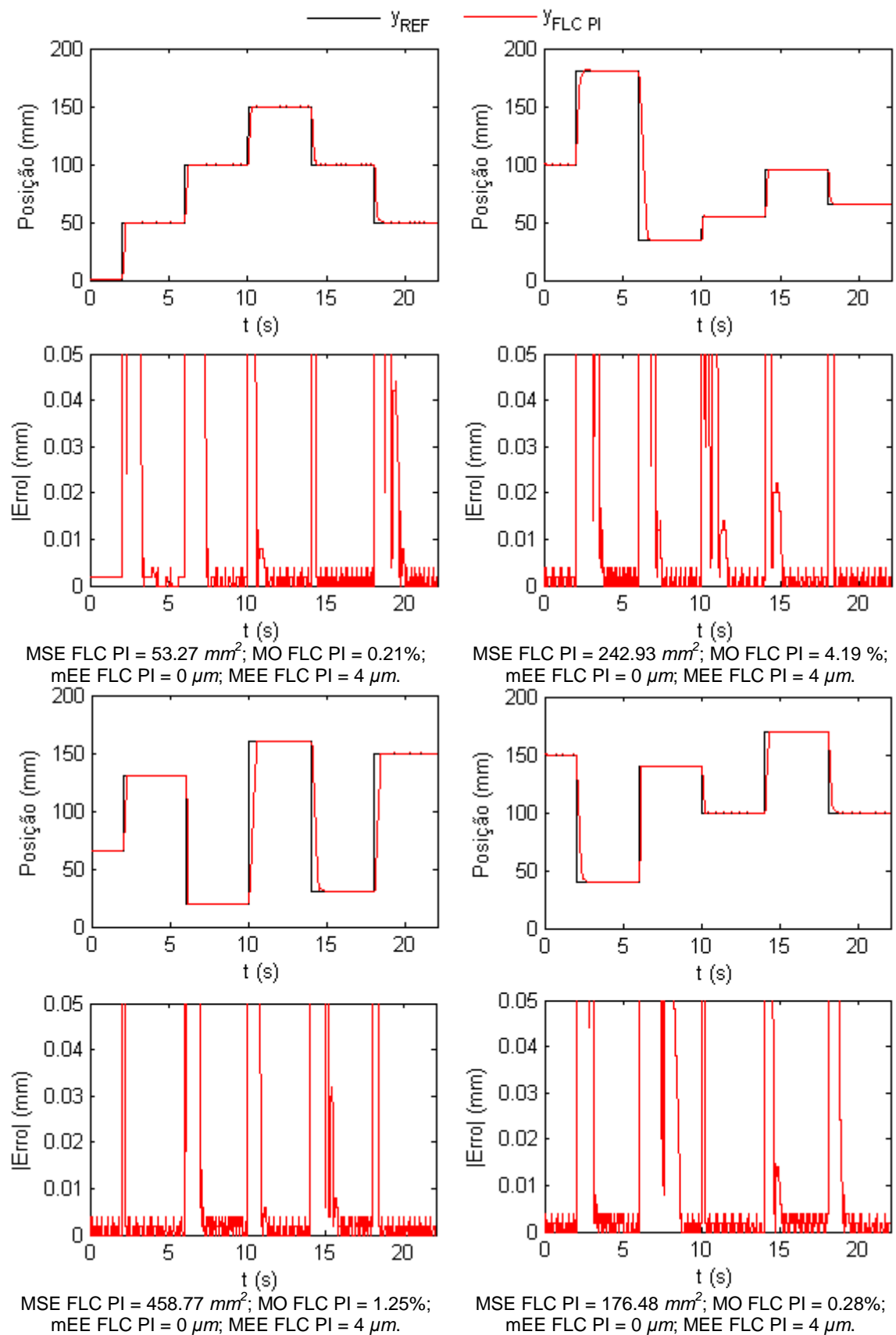


Figura 5.16 - Resposta do controlador FLC PI aos diversos degraus de posição.

5.1.6 CONFIGURAÇÃO 7 - SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIAS SINUSOIDAIS

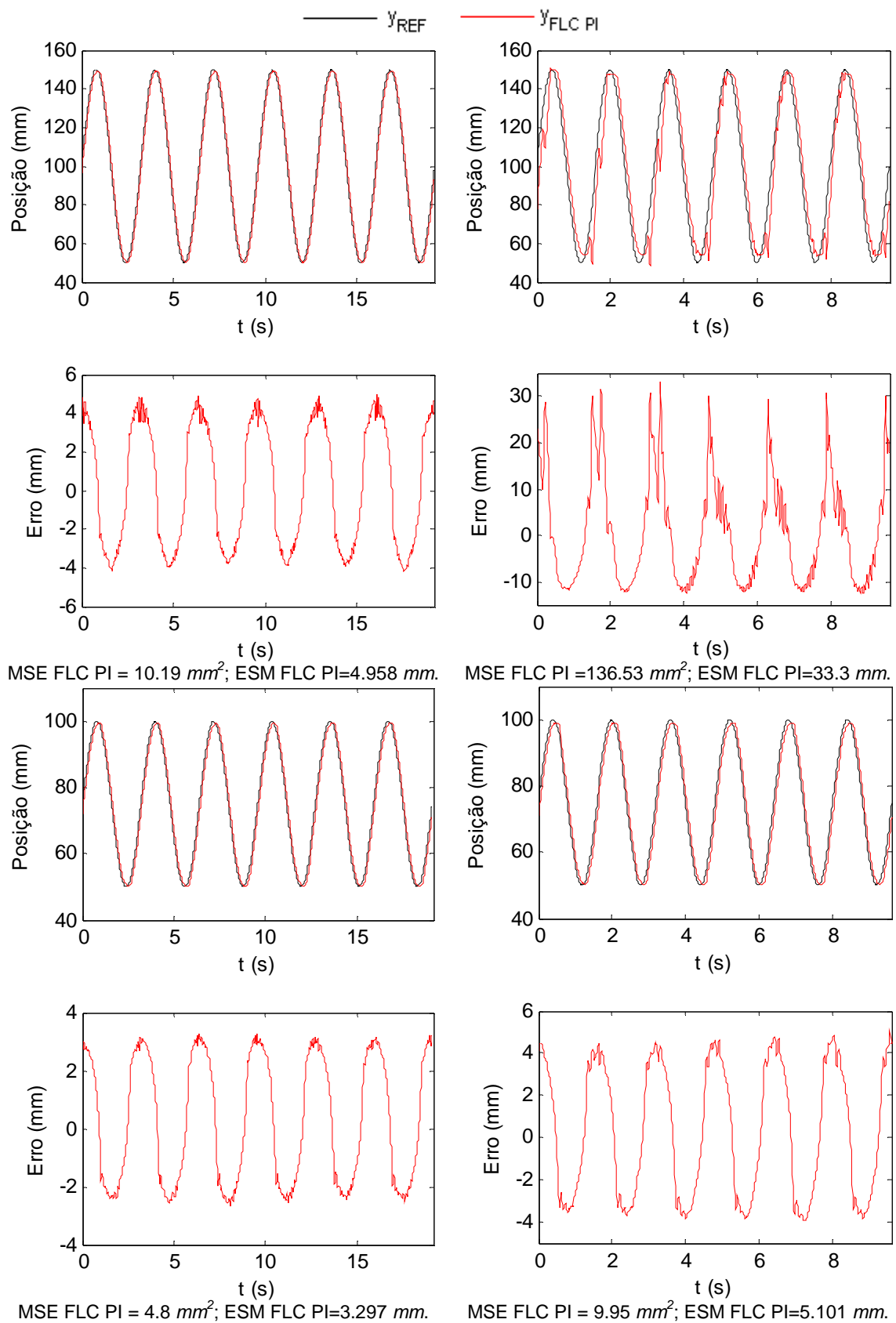


Figura 5.17 - Resposta do controlador FLC PI no seguimento de trajectórias sinusoidais de $1/\pi$ e $2/\pi$ Hz.

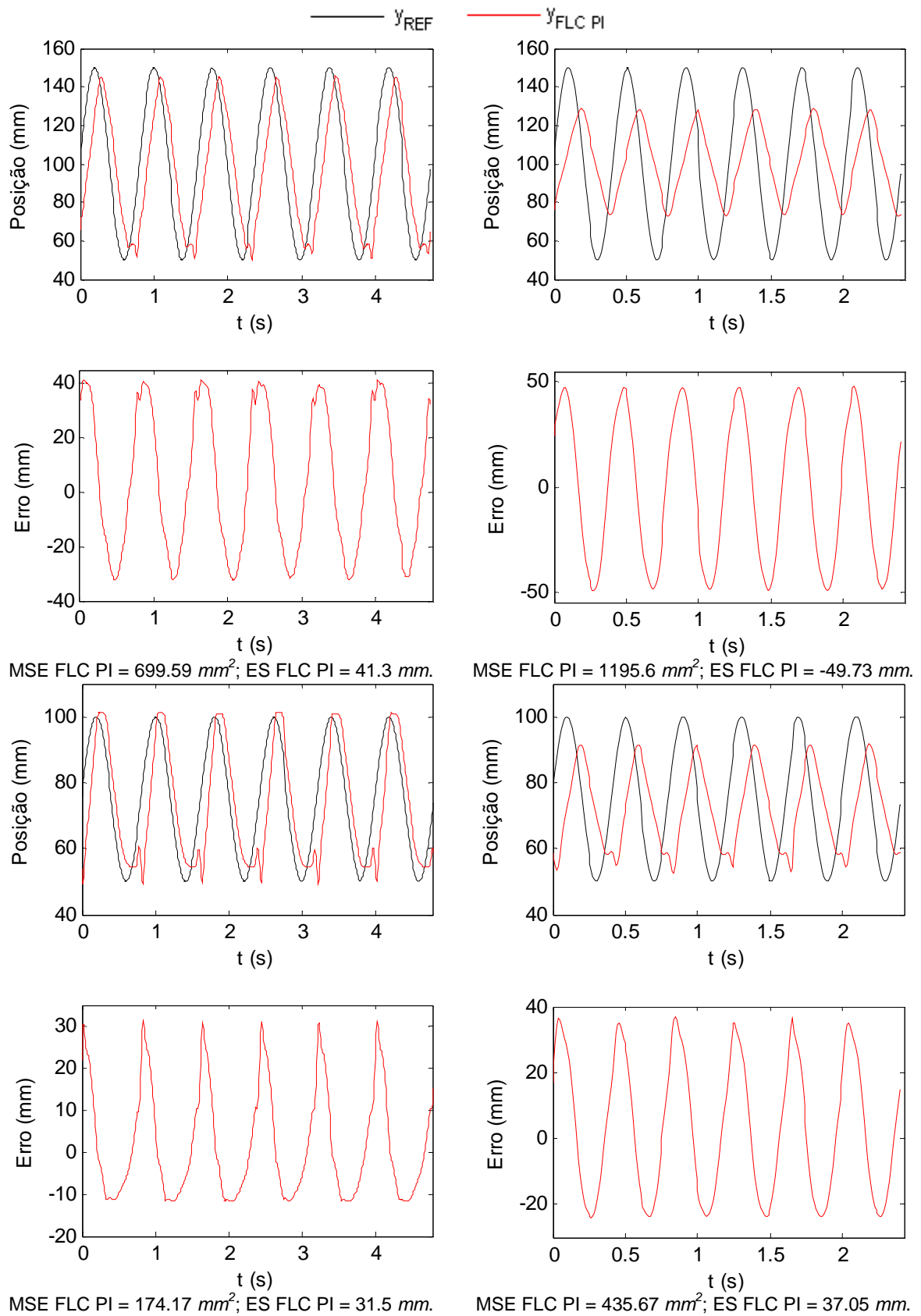
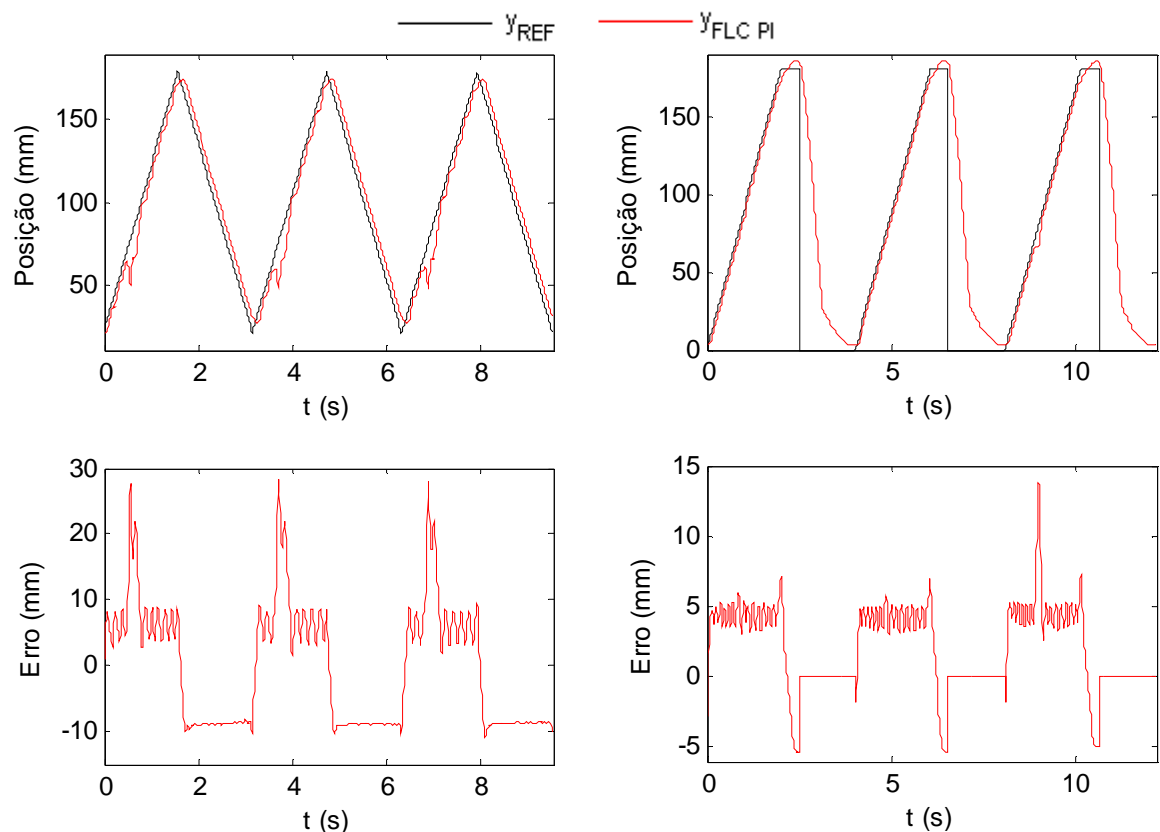


Figura 5.18 -: Resposta do controlador FLC PI no seguimento de trajetórias sinusoidais de $4/\pi$ e $8/\pi$ Hz.

5.1.7 CONFIGURAÇÃO 7 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIA TRIANGULAR E RAMPA



MSE FLC PI = 86.38 mm^2 ; ES FLC PI = 28.316 mm . MSE FLC PI = 13.14 mm^2 ; ES FLC PI = 13.817 mm .

Figura 5.19 - Resposta do controlador FLC PI no seguimento de trajectórias triangulares (de frequência $1/\pi$ Hz) e do tipo rampa.

(não foi contabilizado o erro do retorno da massa móvel à origem do referencial de posição)

5.2 CONTROLO DE FORÇA

As electroválvulas reguladoras de pressão são mais adequadas para o controlo de força. Contudo, é importante referir que, para este trabalho, só havia disponível uma electroválvula reguladora de caudal, portanto a sua utilização não conduz aos resultados mais desejáveis.

Embora o sistema já foi várias vezes testado em ensaios de fadiga de próteses de anca e joelho, os resultados que a seguir se apresentam foram realizados num amortecedor com constante de rigidez de 200 N/mm .

5.2.1 CONFIGURAÇÃO 6 - RESPOSTA AO DEGRAU

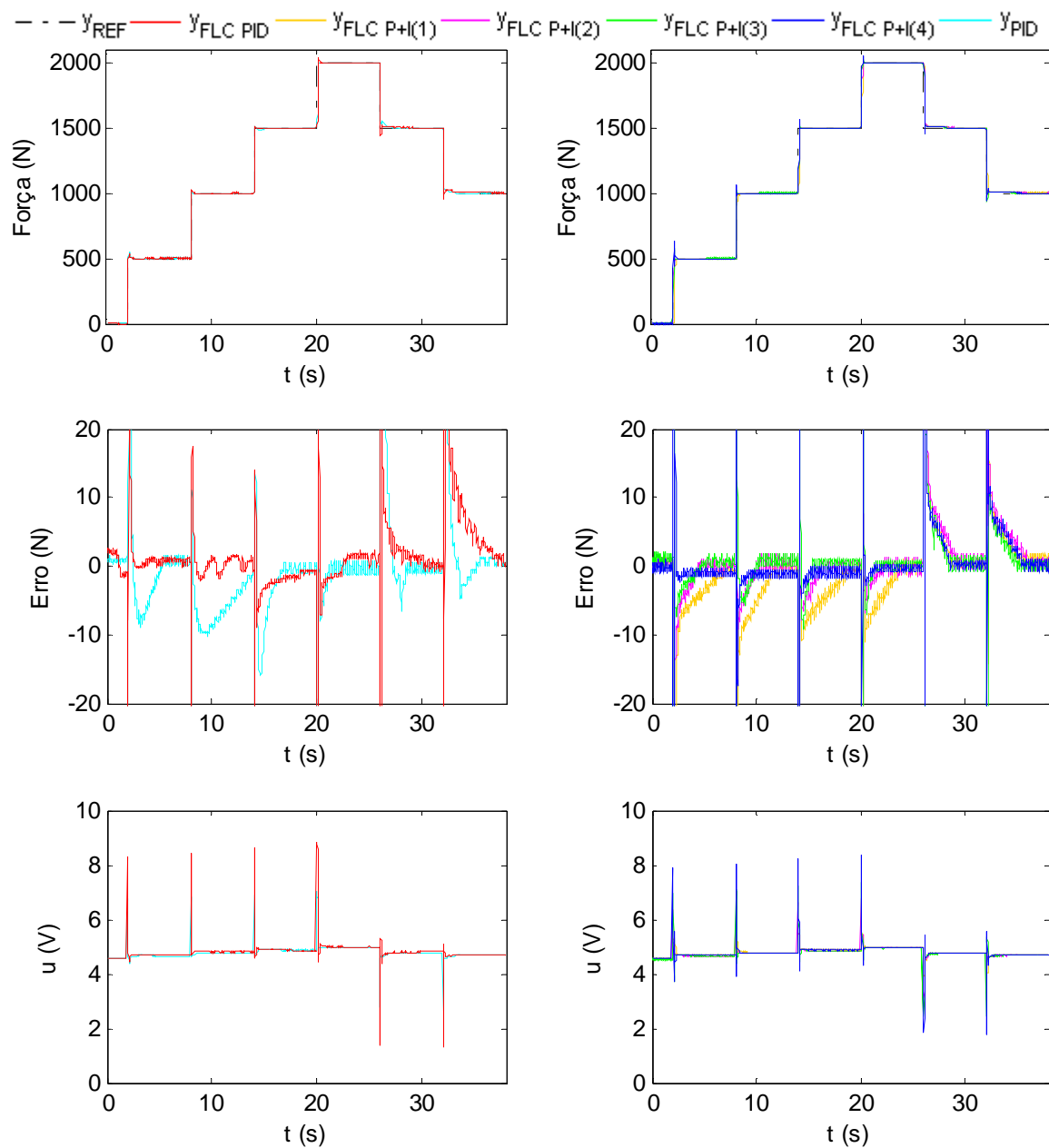


Figura 5.20 - Resposta do sistema aos degraus 0→500→1000→1500→2000→1500→1000 N.

Tabela 5.15 - Resultados experimentais do controle de força à 1ª sequência de degraus.

| | MSE (N^2) | MO (%) | mEE (N) | MEE (N) |
|-----------|---------------|--------|---------|---------|
| FLC PID | 1568.8 | 11.52 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (4) | 1588.2 | 27.54 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (3) | 1627.3 | 15.85 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (2) | 1703.6 | 1.55 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (1) | 3226.6 | 2.86 | < 1.5 | < 1.5 |
| PID | 1503.7 | 10.65 | < 1.5 | < 1.5 |

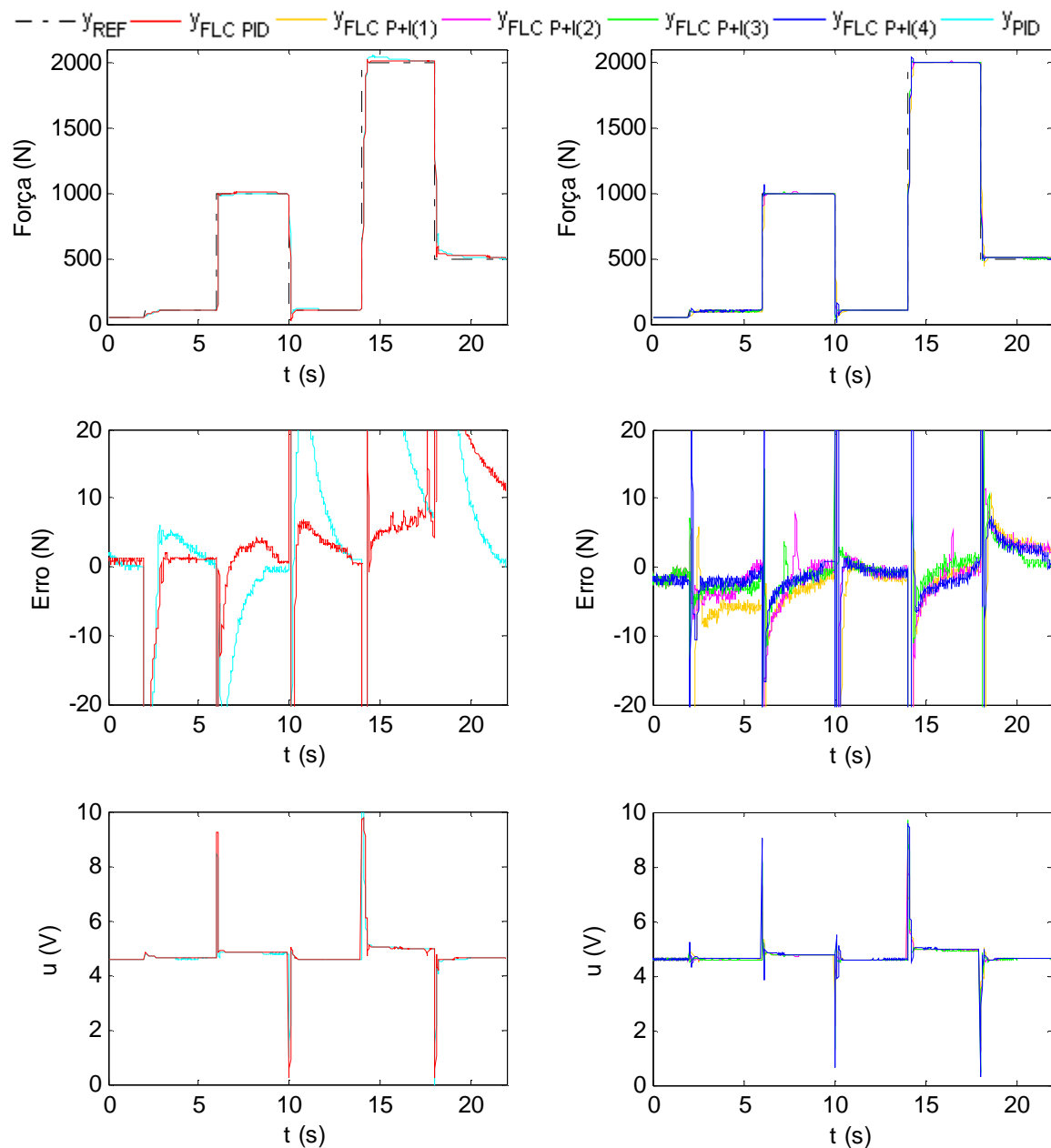


Figura 5.21 - Resposta do sistema aos degraus 50→100→1000→100→2000→500 N.

Tabela 5.16 - Resultados experimentais do controle de força à 2ª sequência de degraus.

| | MSE (N^2) | MO (%) | mEE (N) | MEE (N) |
|-----------|---------------|--------|---------|---------|
| FLC PID | 2063.5 | 8.47 | < 1.5 | 11.5 |
| FLC P (4) | 2005.2 | 41.33 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (3) | 1986.3 | 14.46 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (2) | 1974.7 | 11.03 | < 1.5 | 2 |
| FLC P (1) | 2184.7 | 11.89 | < 1.5 | 4 |
| PID | 2164.9 | 12.18 | < 1.5 | 7 |

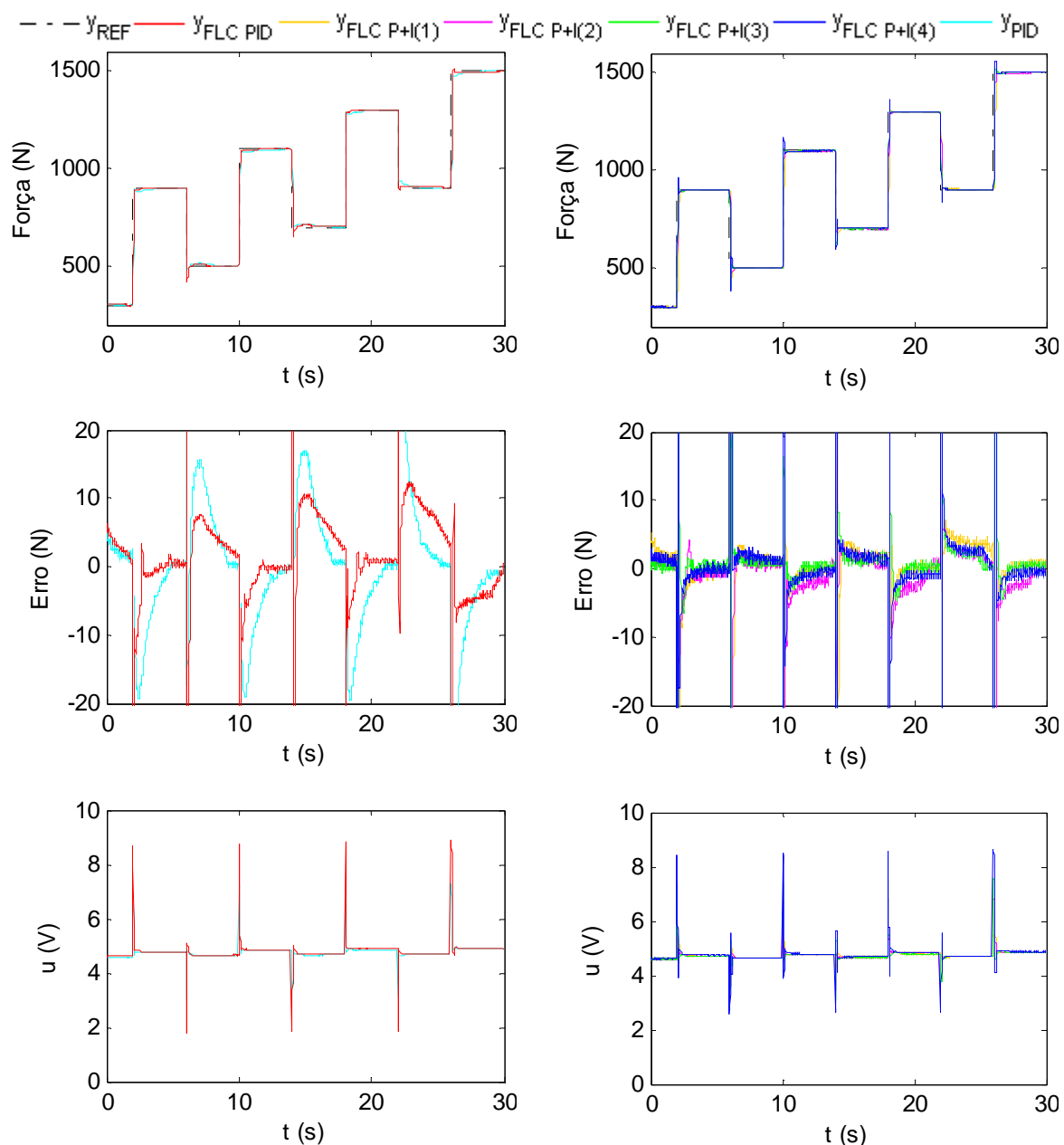


Figura 5.22 - Resposta do sistema aos degraus 300→900→500→1100→700→1300→900→1500 N.

Tabela 5.17 - Resultados experimentais do controle de força à 3ª sequência de degraus.

| | MSE (N^2) | MO (%) | mEE (N) | MEE (N) |
|-----------|---------------|--------|---------|---------|
| FLC PID | 2768 | 13.99 | < 1.5 | 3 |
| FLC P (4) | 2591.4 | 26.51 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (3) | 2496.5 | 21.93 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (2) | 3002.8 | 6.61 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (1) | 4914.3 | 14.11 | < 1.5 | 2.5 |
| PID | 2911.2 | 2.92 | < 1.5 | < 1.5 |

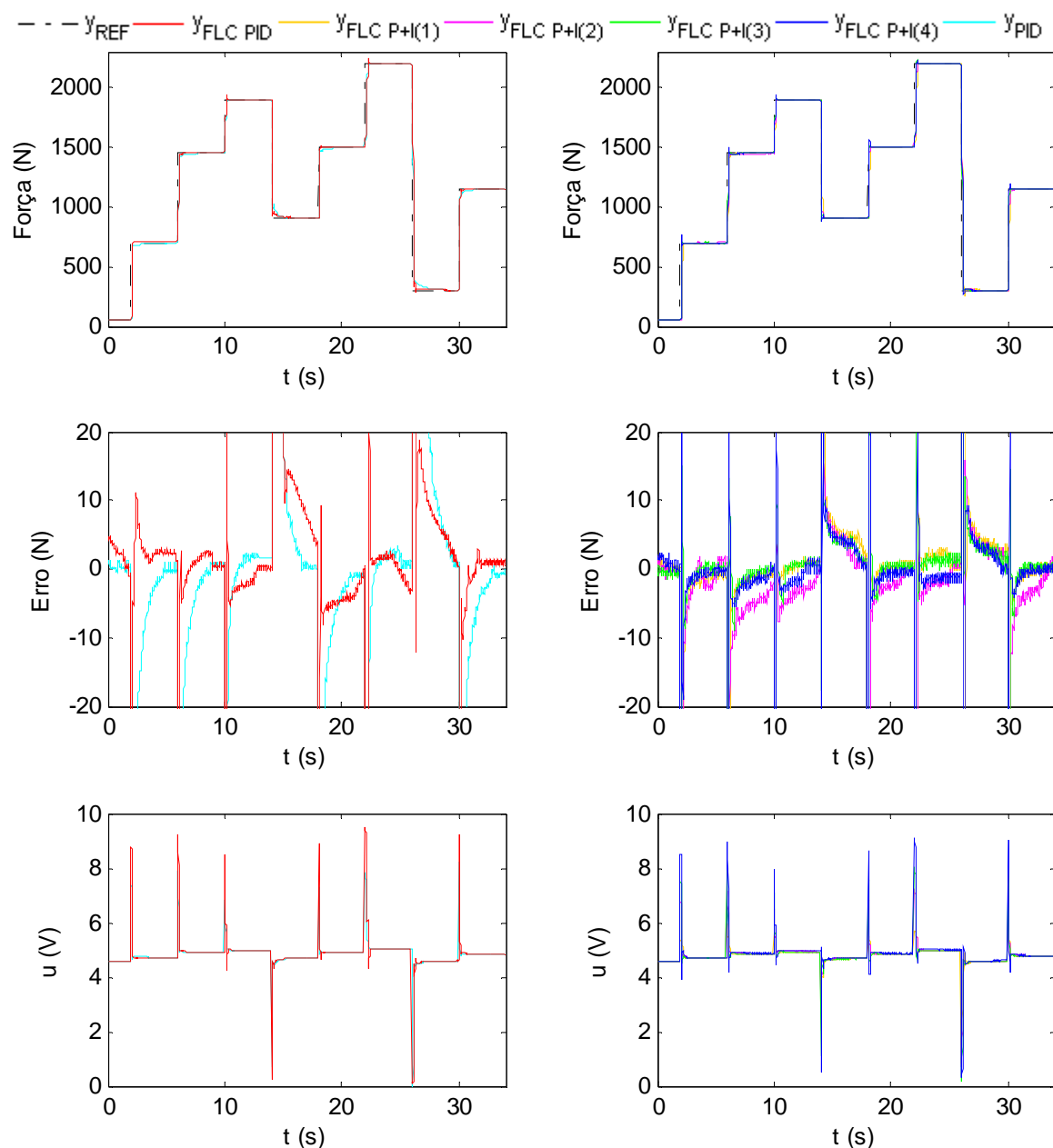


Figura 5.23 - Resposta do sistema aos degraus 50→700→1450→1900→900→1500→2200→300→1150 N.

Tabela 5.18 - Resultados experimentais do controle de força à 4ª sequência de degraus.

| | MSE (N^2) | MO (%) | mEE (N) | MEE (N) |
|-----------|---------------|--------|---------|---------|
| FLC PID | 1250 | 9.59 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (4) | 1114.6 | 9.98 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (3) | 1024.2 | 5.18 | < 1.5 | < 1.5 |
| FLC P (2) | 1192.6 | 1.26 | < 1.5 | 2 |
| FLC P (1) | 1472 | 2.38 | < 1.5 | 3 |
| PID | 1192.2 | 0 | < 1.5 | < 1.5 |

5.2.2 CONFIGURAÇÃO 6 - SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIAS SINUSOIDAIS

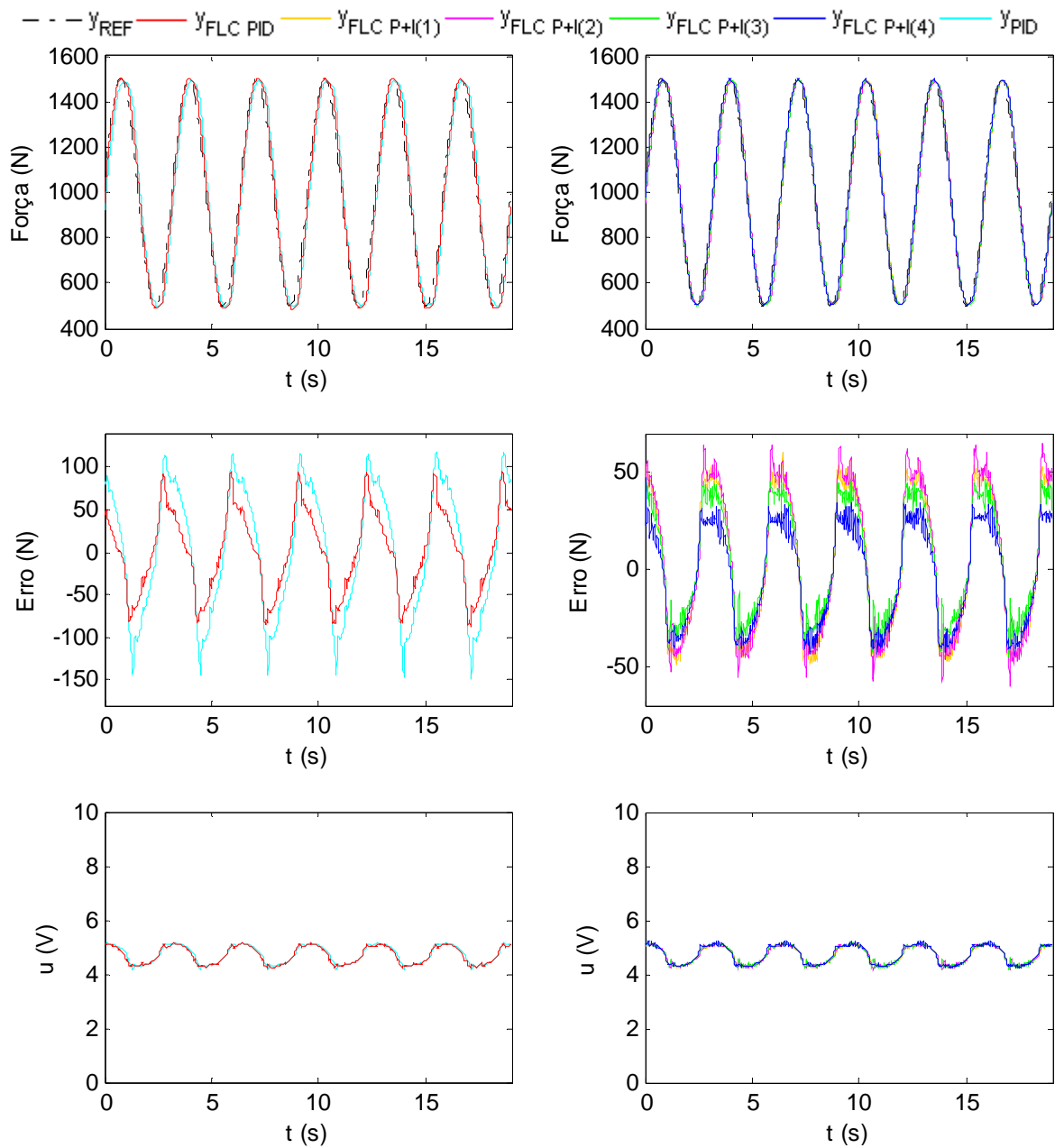


Figura 5.24 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $1/\pi$ Hz.

Tabela 5.19 - Resultados experimentais do controlo de força à 1ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|---------|
| FLC PID | 2300.1 | 94.9 |
| FLC P (4) | 671.07 | 47.2 |
| FLC P (3) | 836.11 | 46.6 |
| FLC P (2) | 1418.7 | 64.9 |
| FLC P (1) | 1324.4 | 60.3 |
| PID | 5444.6 | -148.7 |

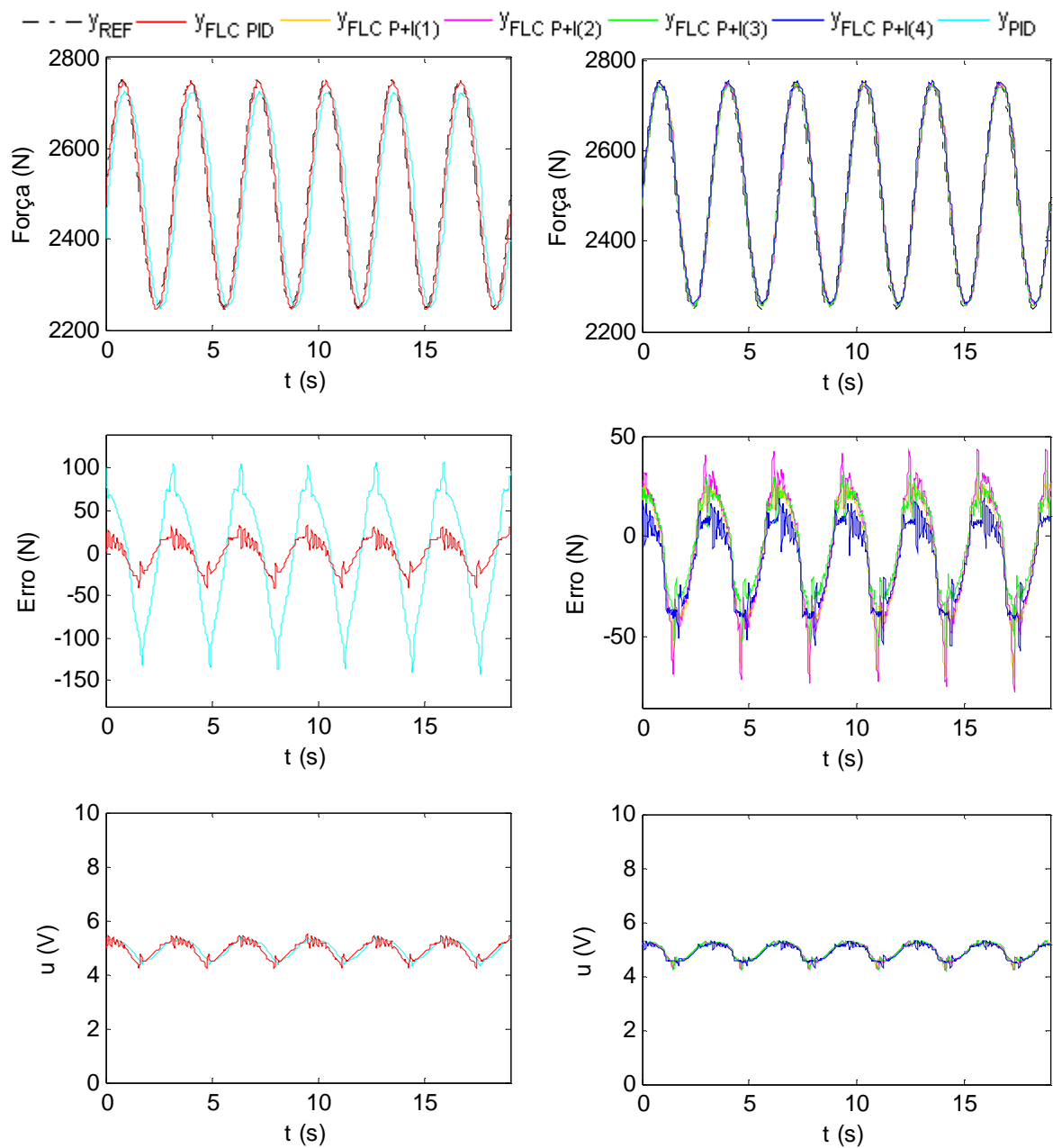


Figura 5.25 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $1/\pi\text{ Hz}$.

Tabela 5.20 - Resultados experimentais do controlo de força à 2ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|-------------|
| FLC PID | 304.9 | -42 |
| FLC P (4) | 513.5 | -56.5 |
| FLC P (3) | 487.6 | -55.8 |
| FLC P (2) | 853.3 | -77.2 |
| FLC P (1) | 765.8 | -70.2 |
| PID | 4382 | -143.1 |

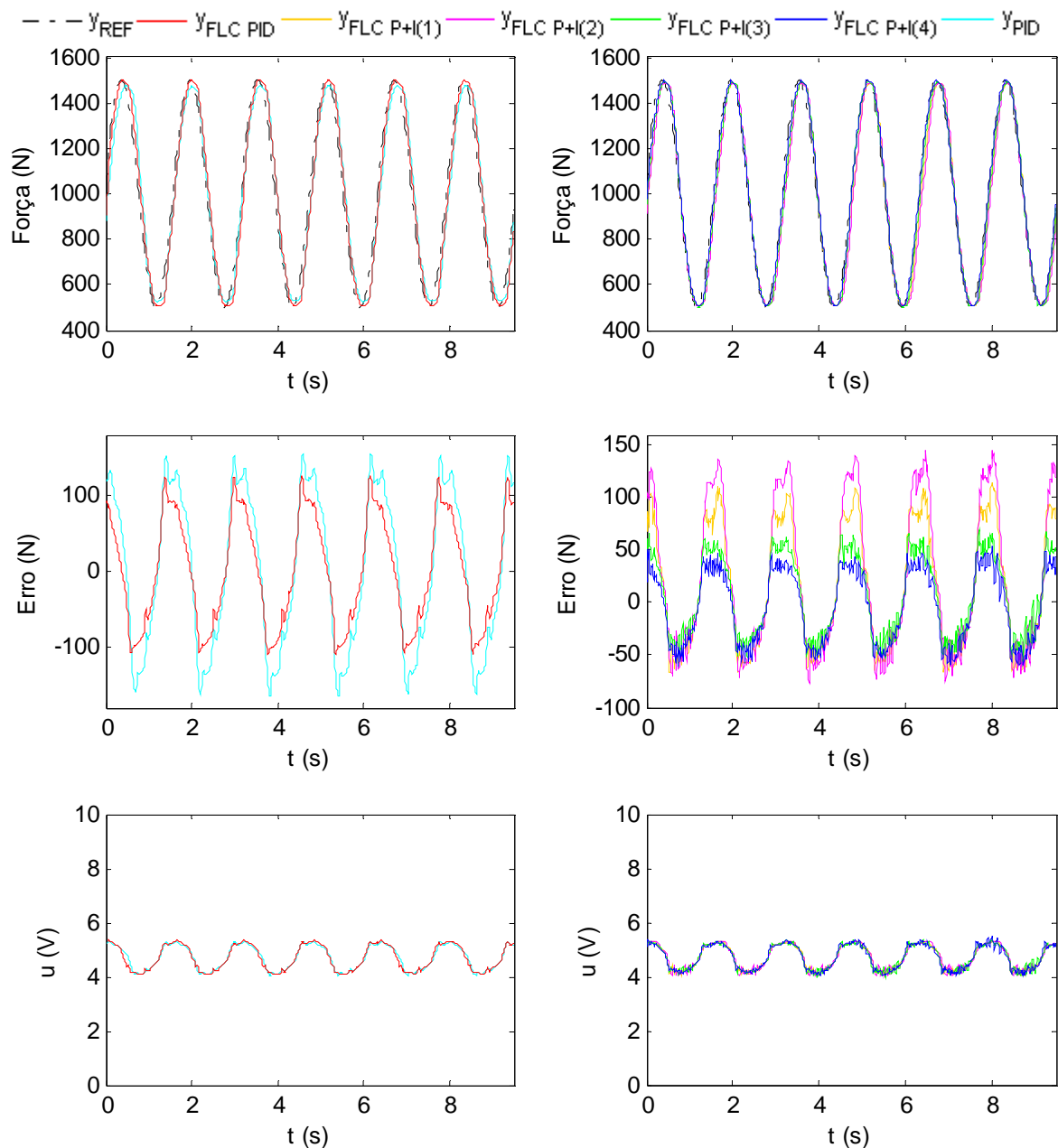


Figura 5.26 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $2/\pi$ Hz.

Tabela 5.21 - Resultados experimentais do controlo de força à 3ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|-------------|
| FLC PID | 5235.9 | 126.5 |
| FLC P (4) | 1231.5 | -61.9 |
| FLC P (3) | 1487.1 | 70.4 |
| FLC P (2) | 5417.6 | 146.1 |
| FLC P (1) | 3612.7 | 115 |
| PID | 10409 | -164.5 |

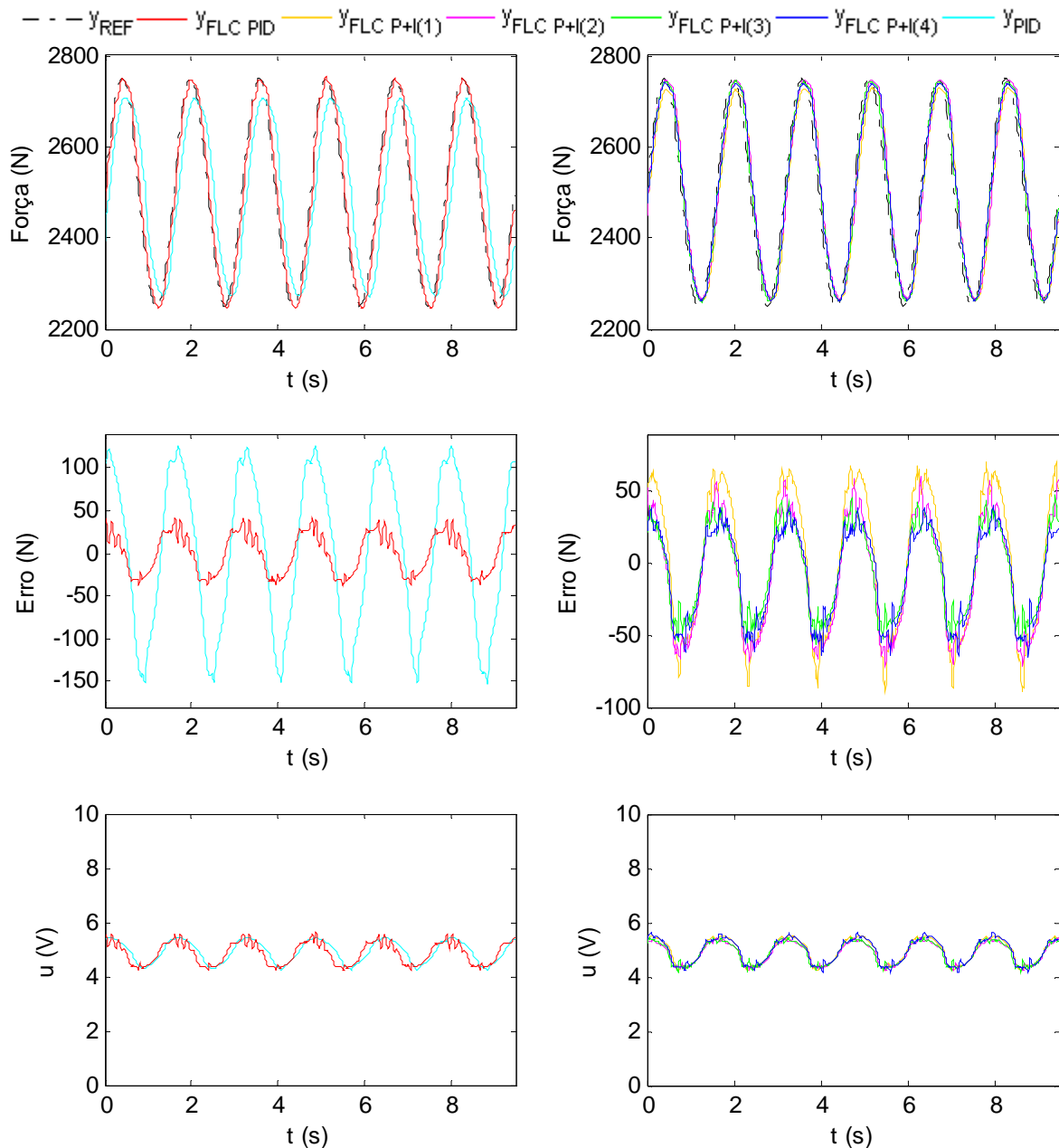


Figura 5.27 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $2/\pi\text{ Hz}$.

Tabela 5.22 - Resultados experimentais do controlo de força à 4ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|---------|
| FLC PID | 569.7 | 42.3 |
| FLC P (4) | 1051.7 | -65.9 |
| FLC P (3) | 956 | -57.4 |
| FLC P (2) | 1619.8 | -71.9 |
| FLC P (1) | 2338 | -89.3 |
| PID | 8261.7 | -153.7 |

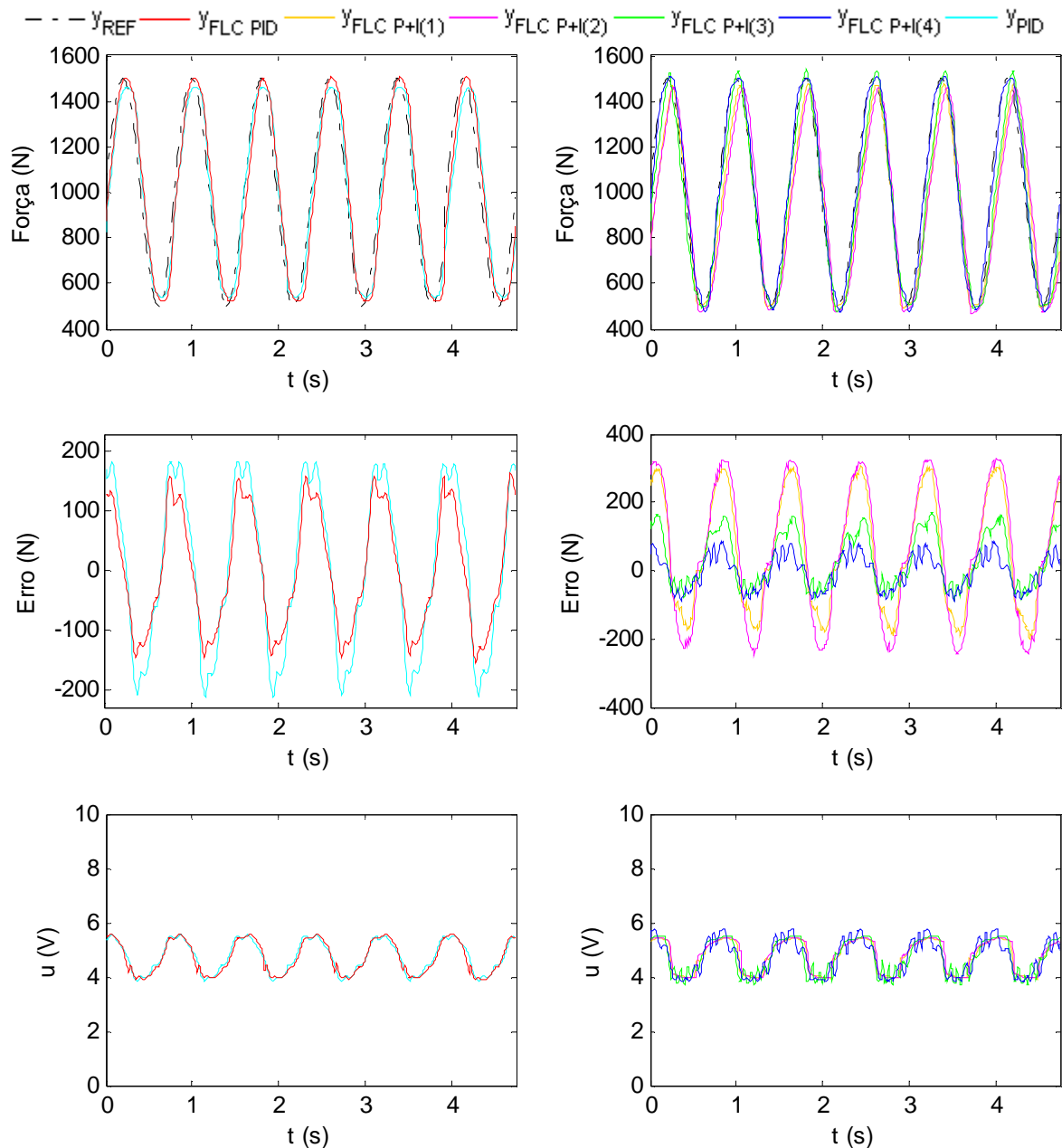


Figura 5.28 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $4/\pi\text{ Hz}$.

Tabela 5.23 - Resultados experimentais do controlo de força à 5ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|---------|
| FLC PID | 9785.6 | 165 |
| FLC P (4) | 2526 | -91.2 |
| FLC P (3) | 7131 | 170.6 |
| FLC P (2) | 41974 | 327.4 |
| FLC P (1) | 30231 | 304.8 |
| PID | 18312 | -214.5 |

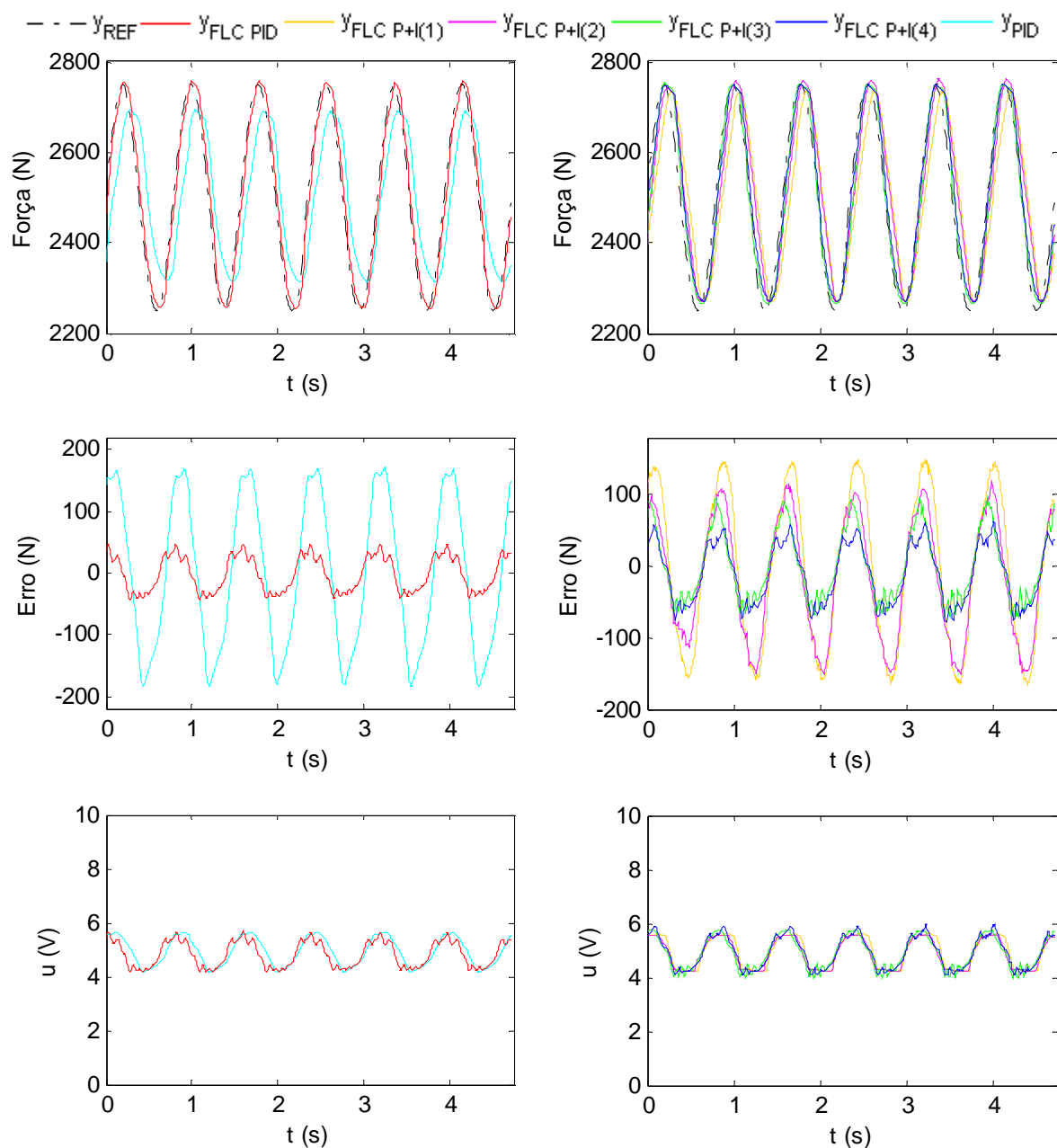


Figura 5.29 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $4/\pi$ Hz.

Tabela 5.24 - Resultados experimentais do controlo de força à 6ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|---------|
| FLC PID | 815.2 | 47.9 |
| FLC P (4) | 1838.2 | -78.8 |
| FLC P (3) | 2413.4 | 96 |
| FLC P (2) | 7402 | -150 |
| FLC P (1) | 10957 | -165.4 |
| PID | 14862 | -183.9 |

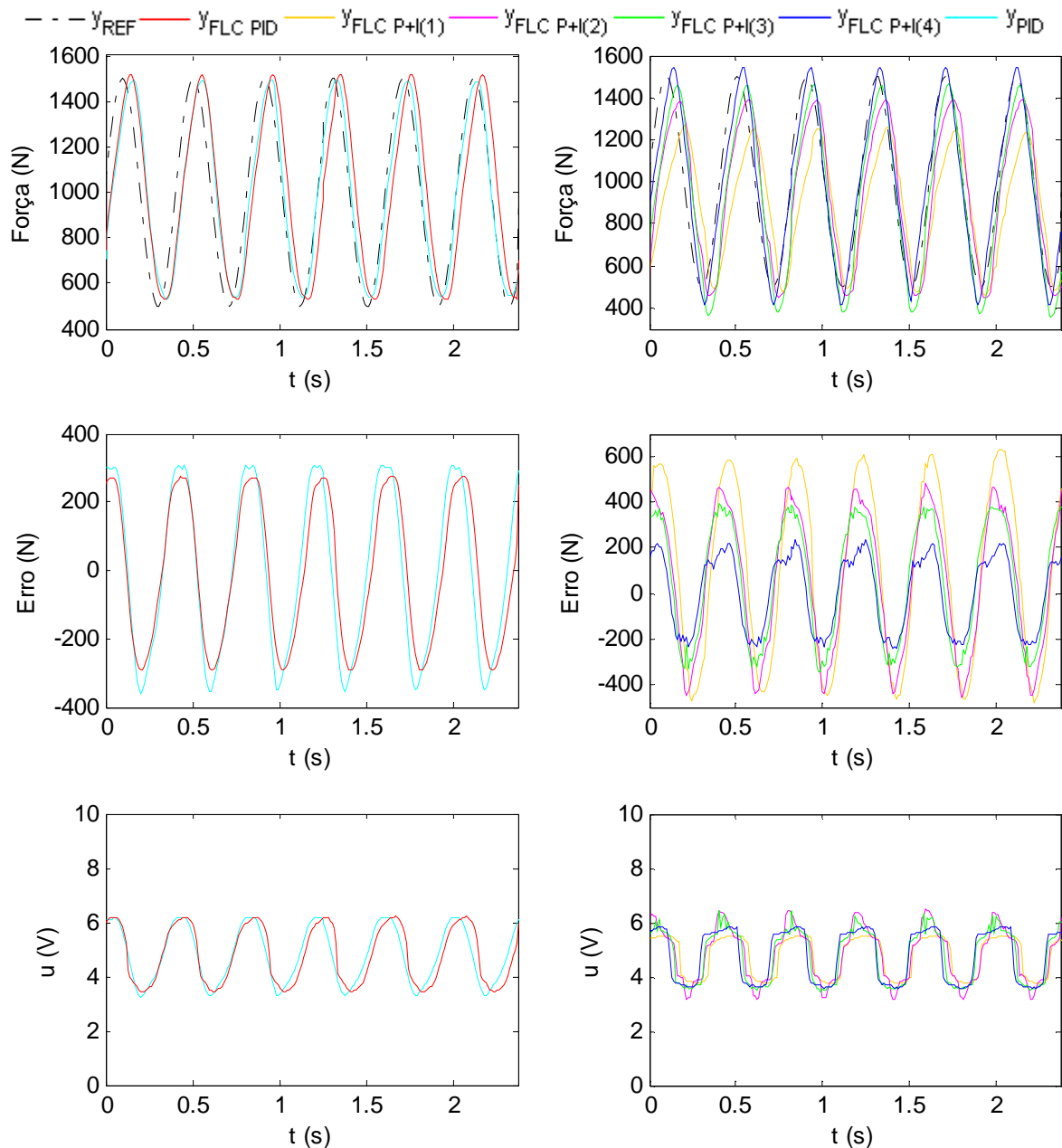


Figura 5.30 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $8/\pi\text{ Hz}$.

Tabela 5.25 - Resultados experimentais do controlo de força à 7ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|-------------|
| FLC PID | 44149 | -293.9 |
| FLC P (4) | 27153 | -243.3 |
| FLC P (3) | 71016 | 391.4 |
| FLC P (2) | 96688 | 477.8 |
| FLC P (1) | 158270 | 630.8 |
| PID | 56080 | -358.4 |

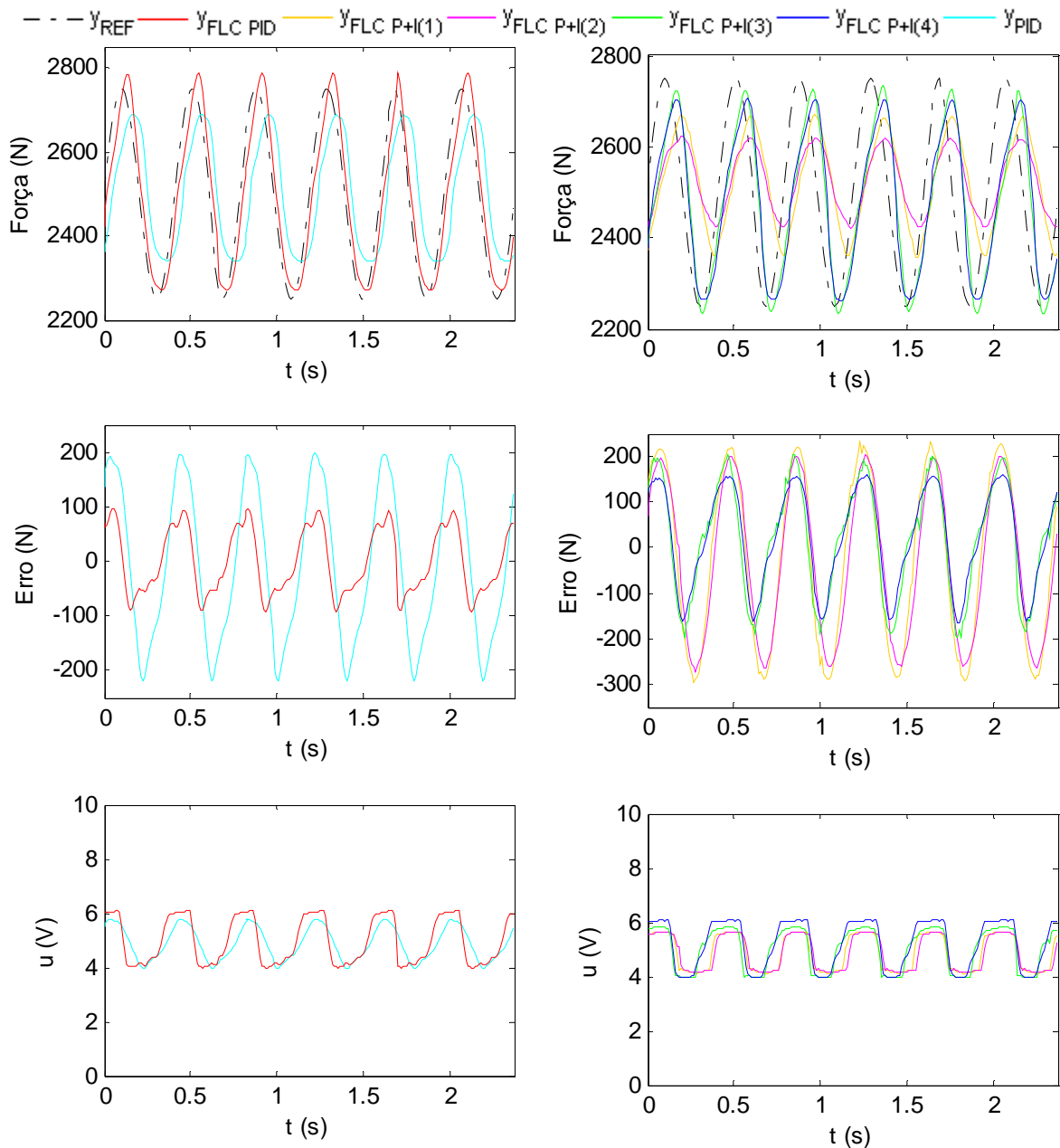


Figura 5.31 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $8 / \pi$ Hz.

Tabela 5.26 - Resultados experimentais do controlo de força à 8ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|---------|
| FLC PID | 3585 | 96.7 |
| FLC P (4) | 11992 | -165.3 |
| FLC P (3) | 15982 | 205.2 |
| FLC P (2) | 28141 | -271 |
| FLC P (1) | 34934 | -295.1 |
| PID | 19457 | -219.3 |

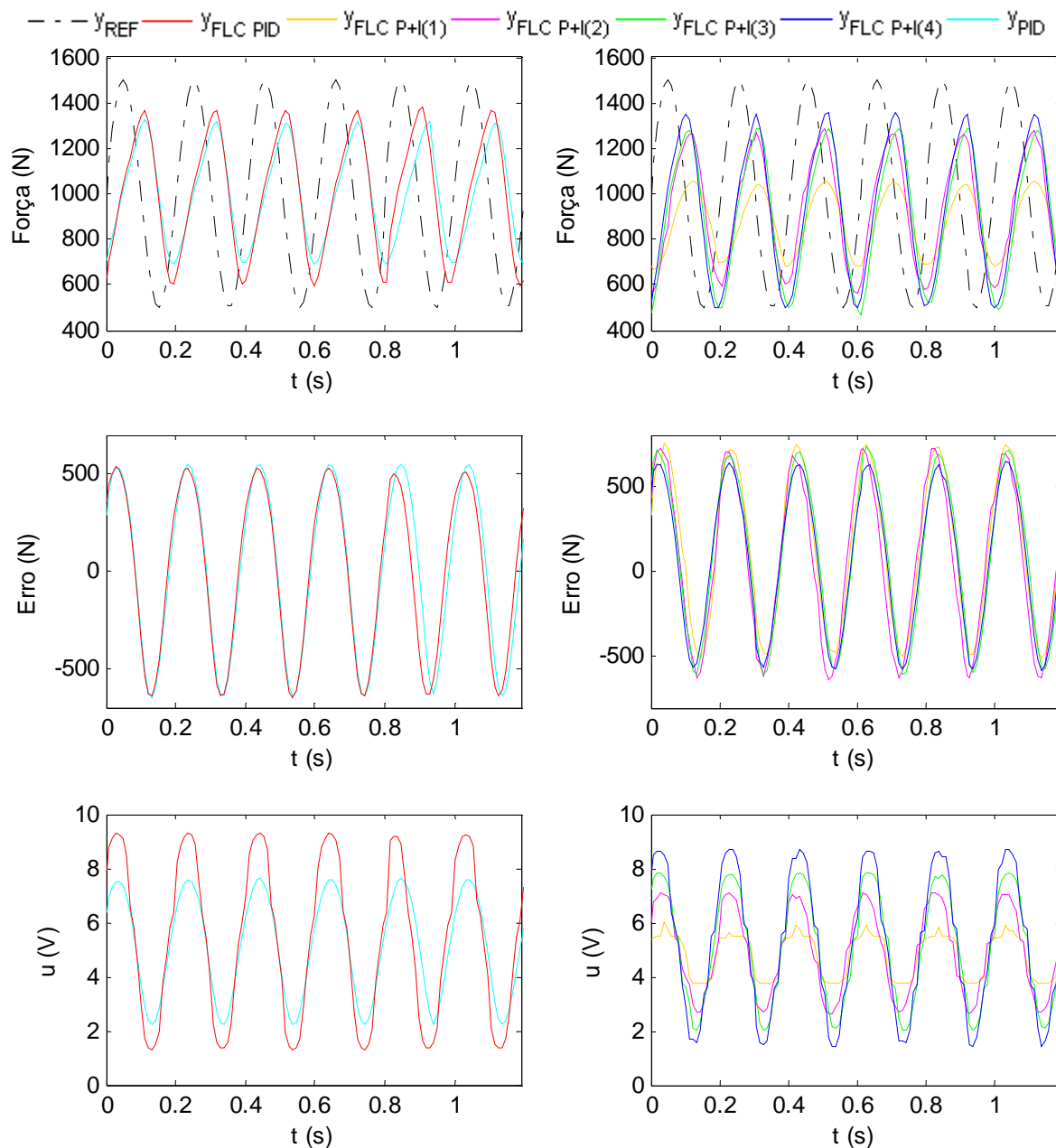


Figura 5.32 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 500 N e de frequência $16/\pi\text{ Hz}$.

Tabela 5.27 - Resultados experimentais do controlo de força à 9ª trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|-------------|
| FLC PID | 172920 | -653.4 |
| FLC P (4) | 183890 | 648.9 |
| FLC P (3) | 213170 | 728.9 |
| FLC P (2) | 217970 | 725.5 |
| FLC P (1) | 207820 | 753.5 |
| PID | 175020 | -646 |

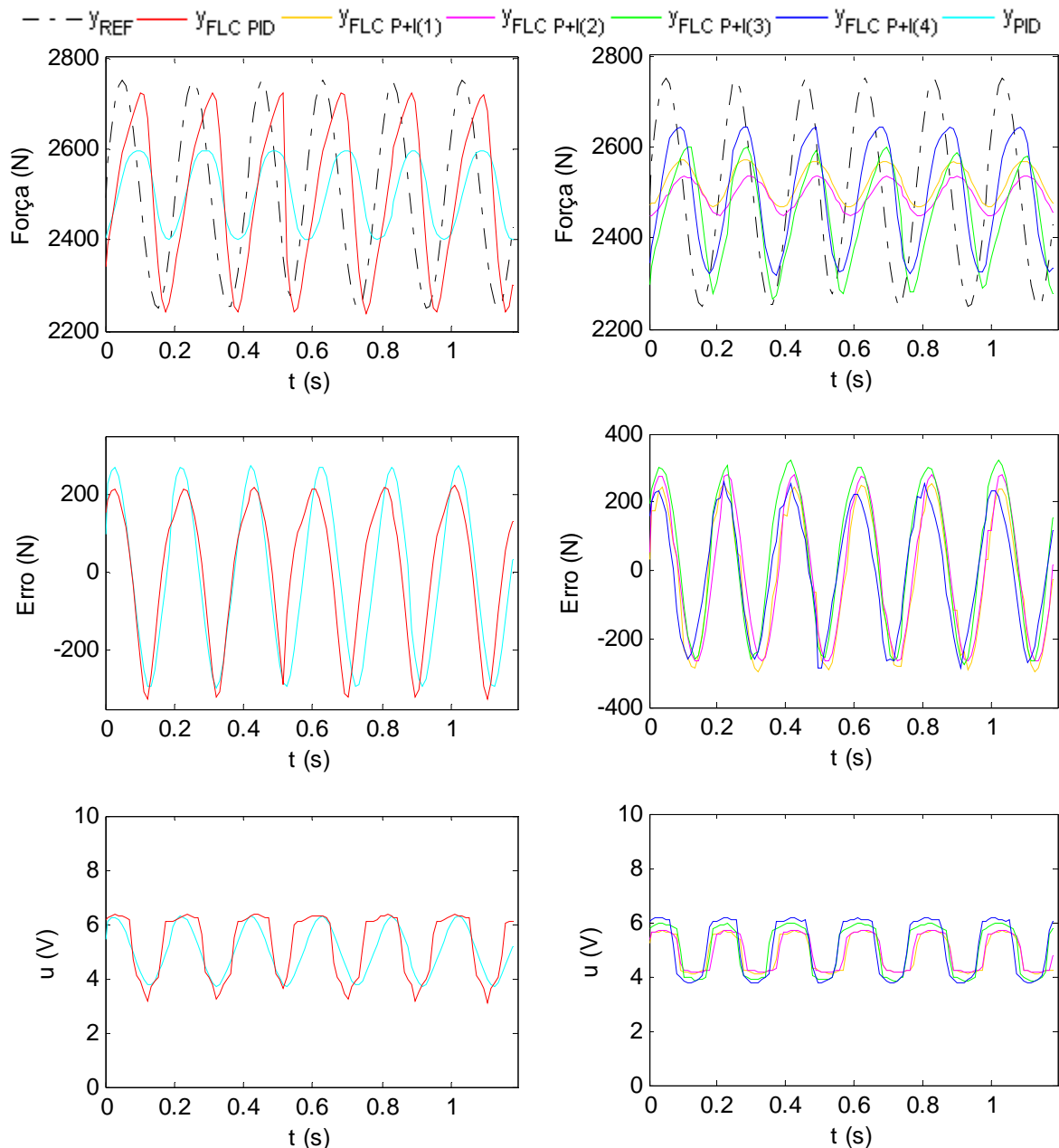


Figura 5.33 - Resposta do sistema no seguimento de uma trajectória sinusoidal de amplitude 250 N e de frequência $16/\pi\text{ Hz}$.

Tabela 5.28 - Resultados experimentais do controlo de força à 10^8 trajectória sinusoidal.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|-------------|
| FLC PID | 31093 | -326.5 |
| FLC P (4) | 30377 | -288.1 |
| FLC P (3) | 43311 | 321.1 |
| FLC P (2) | 37259 | 280.5 |
| FLC P (1) | 35833 | -297.3 |
| PID | 38506 | -294.5 |

5.2.3 CONFIGURAÇÃO 6 – SEGUIMENTO DE TRAJECTÓRIA TRIANGULAR

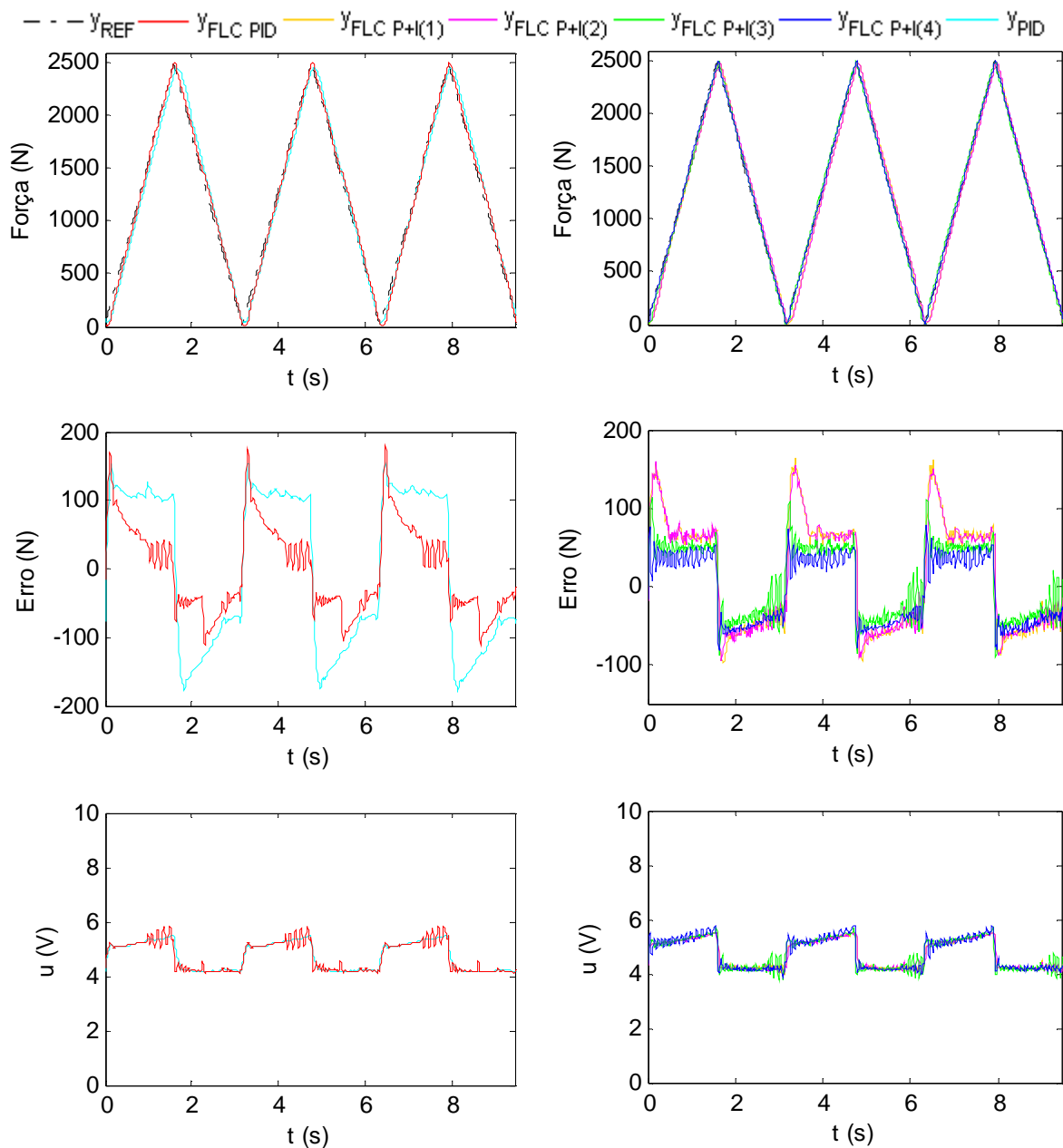


Figura 5.34 - Resposta dos controladores de posição no seguimento de uma trajectória triangular com frequência $1 / \pi$ Hz.

Tabela 5.29 - Resultados experimentais do controlo de força à trajectória triangular.

| | MSE (N^2) | ESM (N) |
|-----------|---------------|---------|
| FLC PID | 4006.4 | 178.9 |
| FLC P (4) | 1921.7 | -82 |
| FLC P (3) | 2262.5 | 112.8 |
| FLC P (2) | 4902.8 | 158.4 |
| FLC P (1) | 5179.4 | 163.3 |
| PID | 12892 | -180.8 |

5.3 RESULTADOS ANALÍTICOS

5.3.1 CONTROLO DE POSIÇÃO

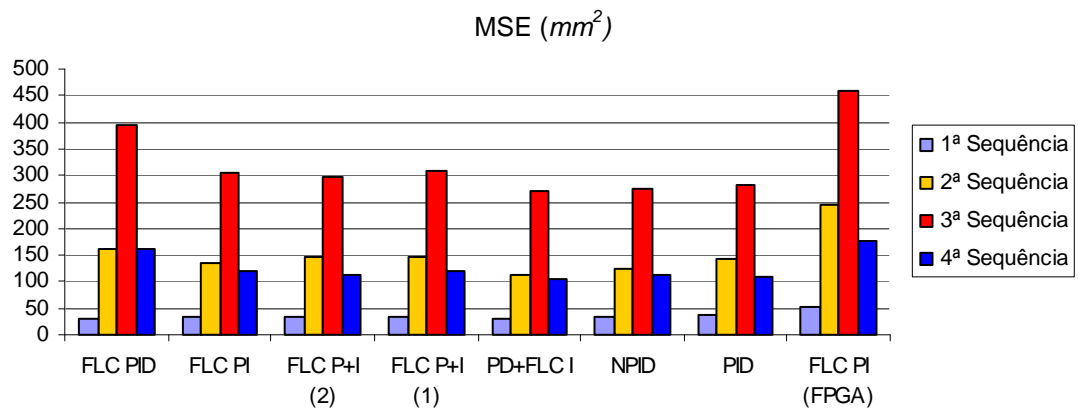


Figura 5.35 - Erro quadrático médio do sistema na resposta aos diversos degraus.

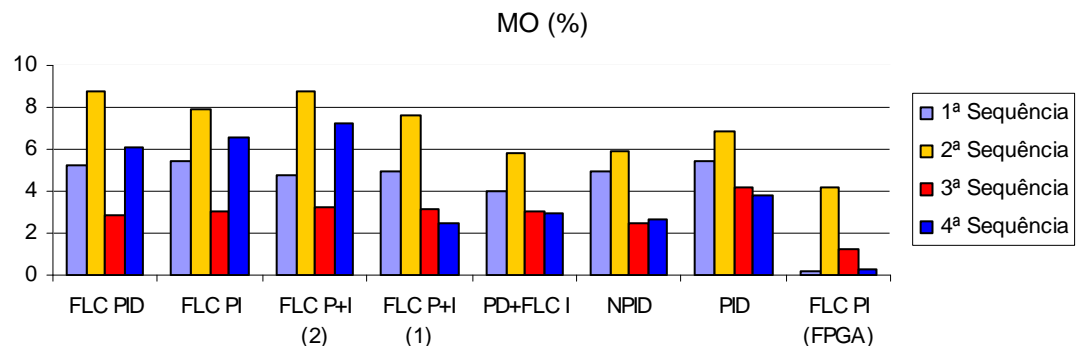


Figura 5.36 - Máximo overshoot do sistema na resposta aos diversos degraus.

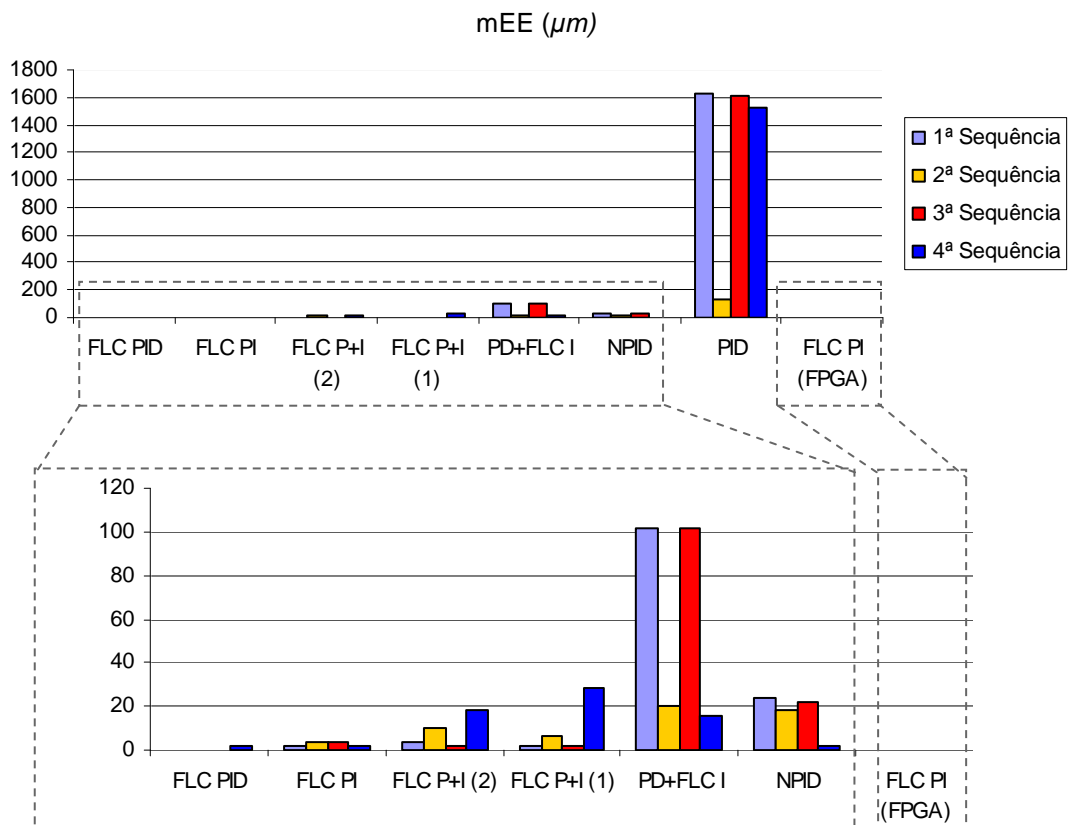


Figura 5.37 - Erro mínimo de posicionamento do sistema na resposta aos diversos degraus.

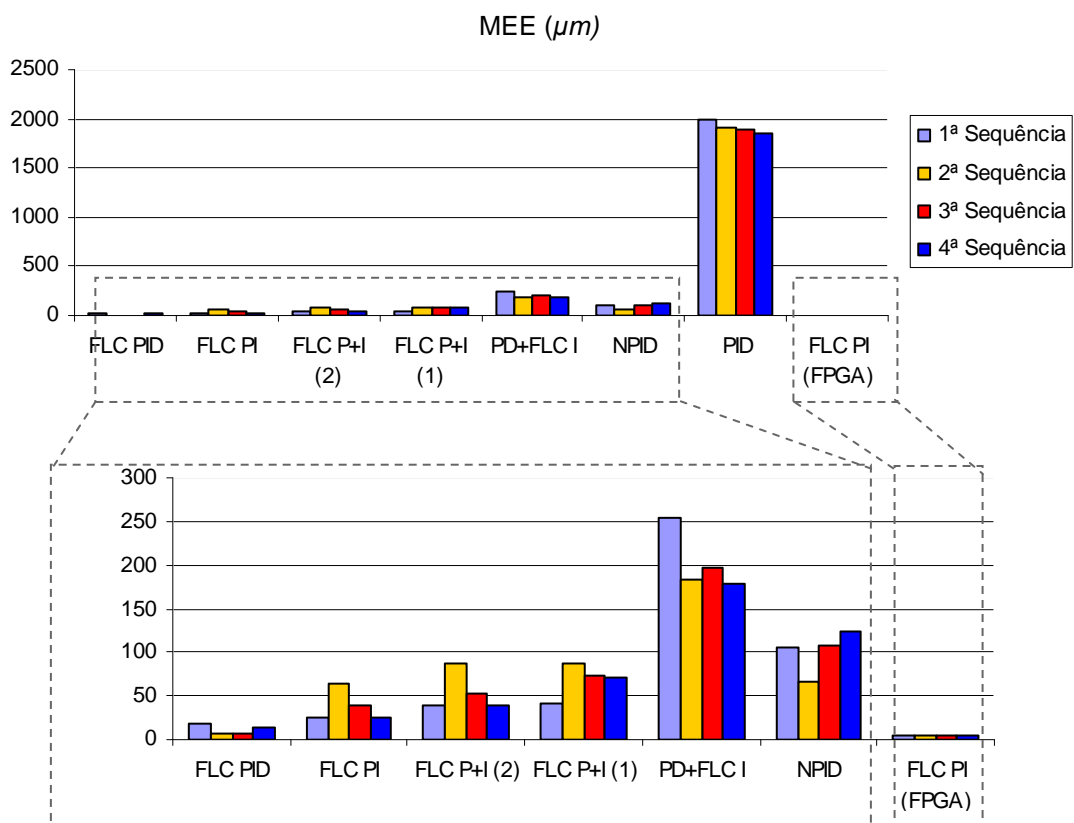


Figura 5.38 - Erro máximo de posicionamento do sistema na resposta aos diversos degraus.

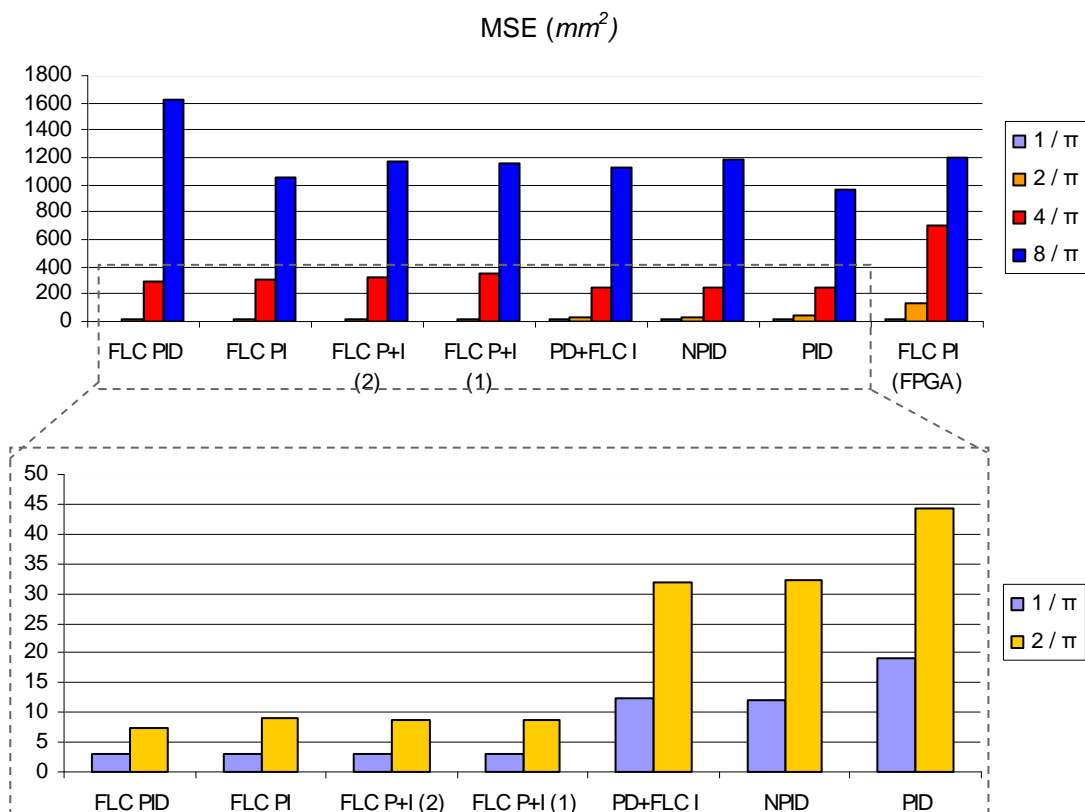


Figura 5.39 - Erro quadrático médio da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 50 mm e frequências 1/ π , 2/ π , 4/ π e 8/ π Hz.

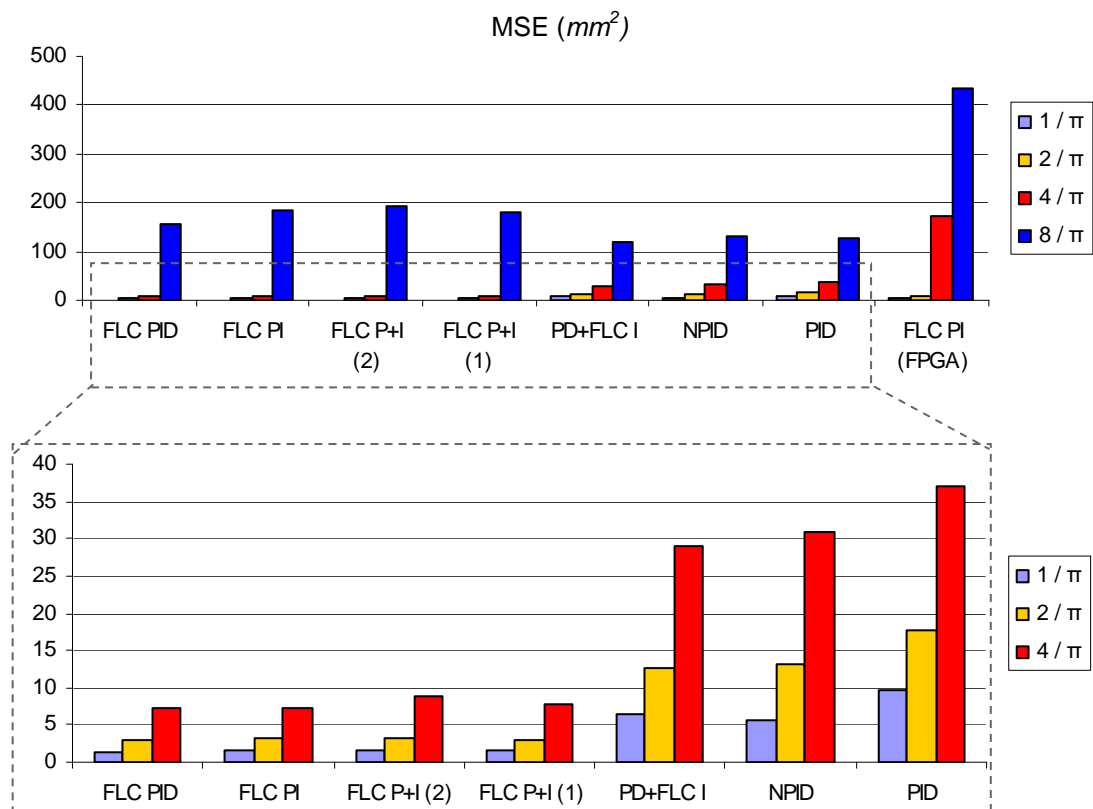


Figura 5.40 - Erro quadrático médio da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 25 mm e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$ e $8/\pi$ Hz.

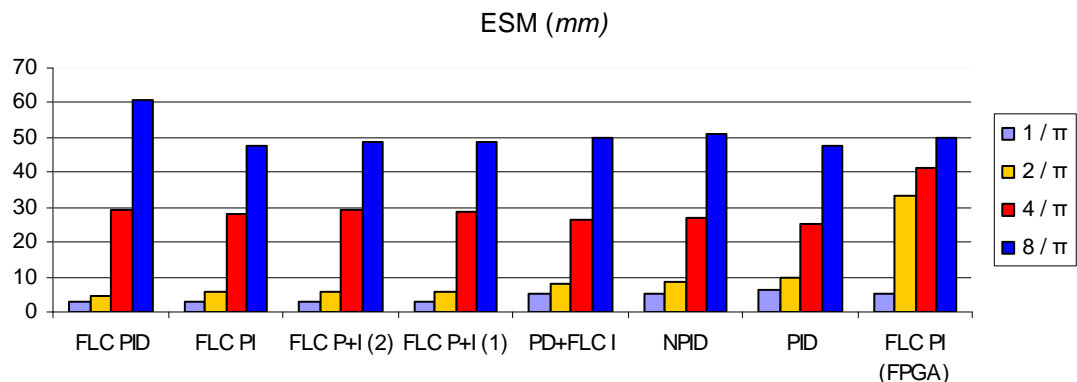


Figura 5.41 - Erro de seguimento máximo da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 50 mm e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$ e $8/\pi$ Hz.

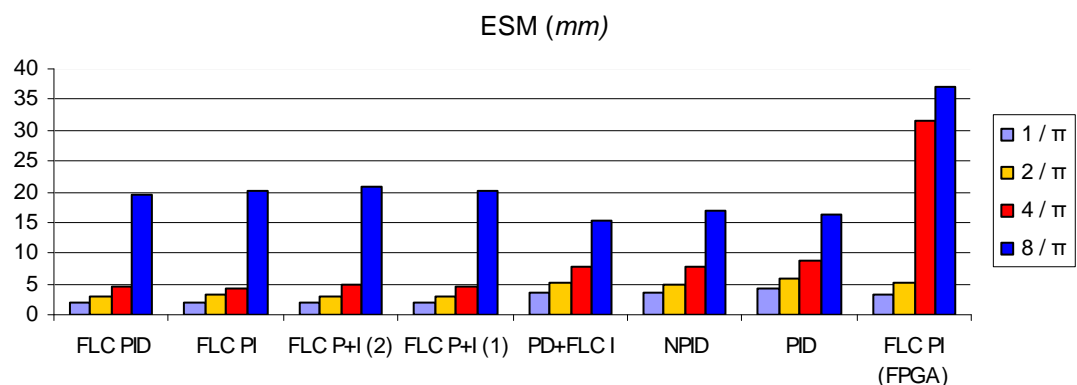


Figura 5.42 - Erro de seguimento máximo da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 25 mm e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$ e $8/\pi$ Hz.

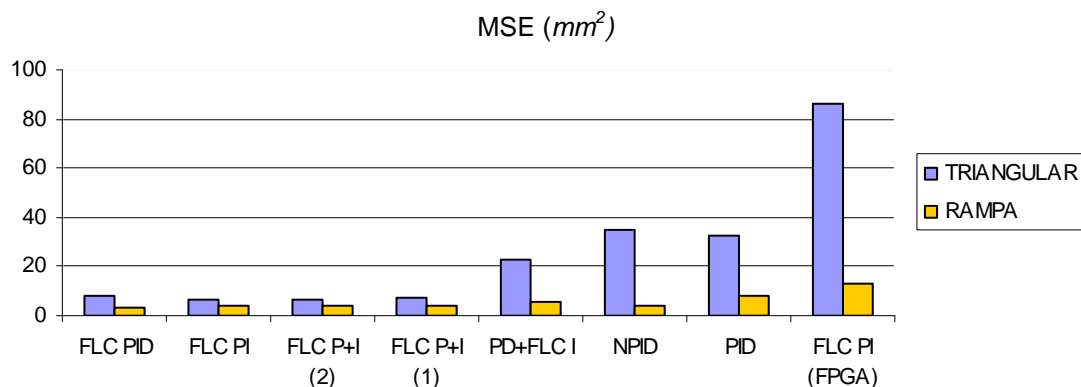


Figura 5.43 - MSE do sistema no seguimento de trajectórias triangular e de sinais em rampa.

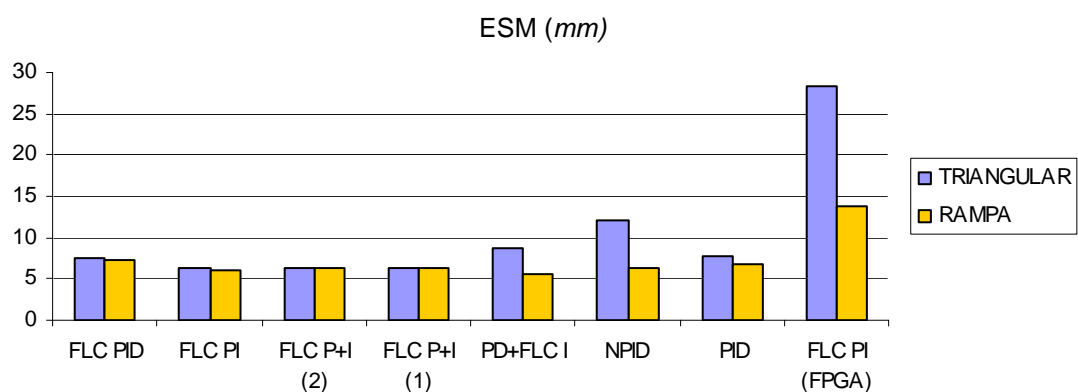
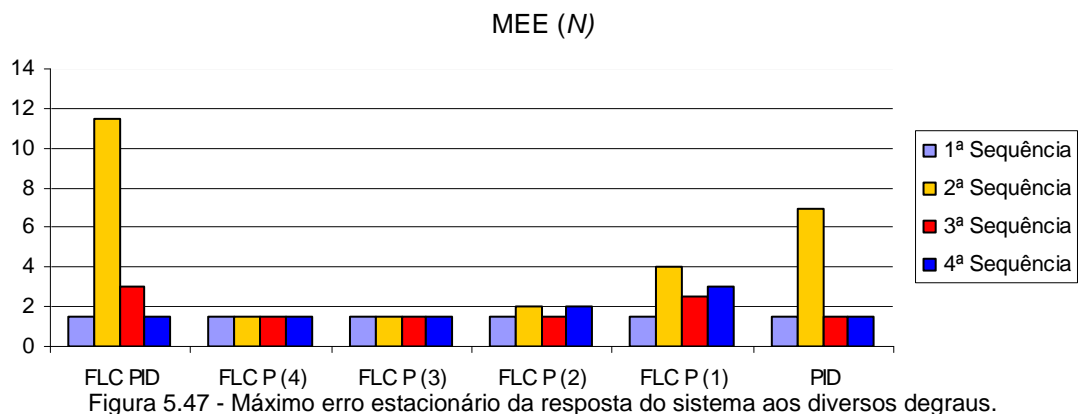
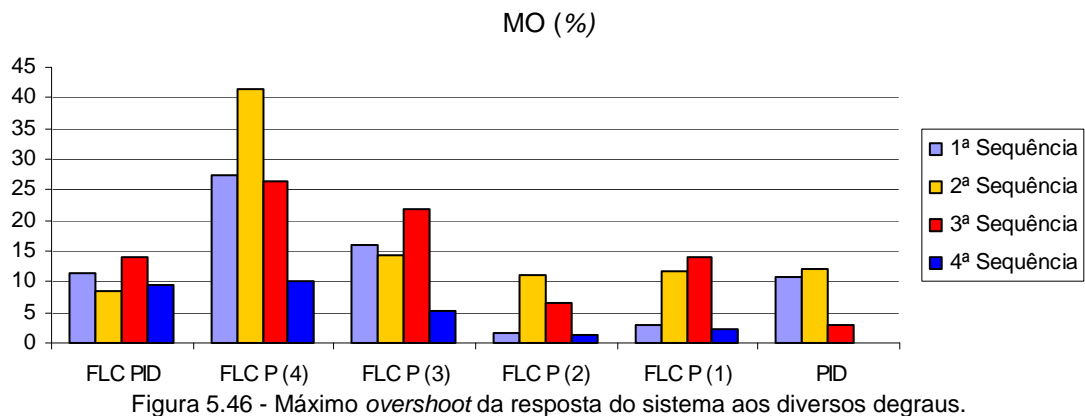
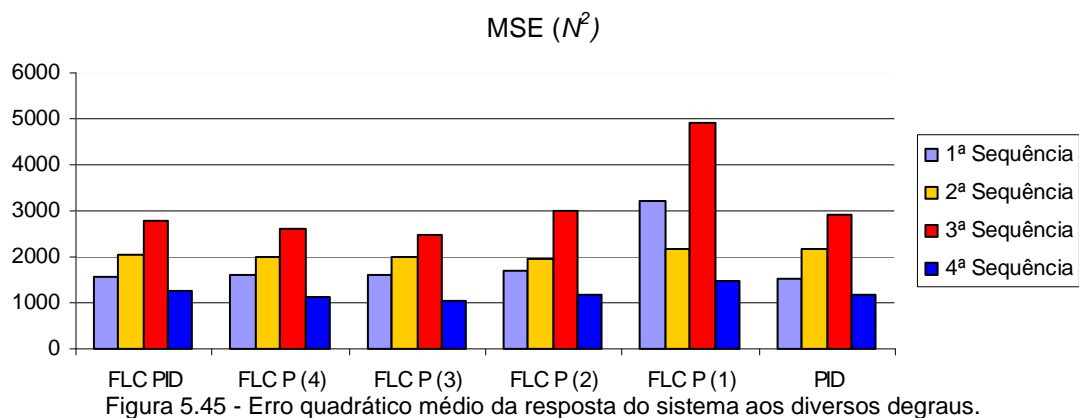


Figura 5.44 - ESM da resposta do sistema no seguimento de trajectórias triangular e de sinais em rampa.

A análise destes indicadores revela o comportamento do sistema no seguimento de trajectórias do tipo degrau, sinusoidais e de sinais em rampa. O erro de posicionamento é sempre inferior a $2 \mu m$ para qualquer um destes controladores, mas varia muito o tempo que cada um deles necessita para atingir esta exactidão. Embora não seja realizada uma análise do tempo de estabelecimento, constatou-se que o recurso à lógica difusa proporcionou o alcance deste objectivo em poucos segundos, mas, pelo contrário, aproximadamente um minuto com o PID. Por esta razão foram utilizados os indicadores mEE e MEE, que indicam o erro de posicionamento mínimo e máximo no instante anterior aquando da resposta a um novo degrau. Portanto, a indicação do erro de posicionamento está dentro do intervalo $[-MEE \ MEE] \mu m$. Assim, o FLC PI (configuração 7) e o FLC PID (configuração 6) têm erros de posicionamento máximos de $\pm 4 \mu m$ e $\pm 18 \mu m$, respectivamente, embora seja evidente nas figuras 5.2 a 5.5, que este último controlador garantiu, na maioria da vezes, erros inferiores a $10 \mu m$ e, não raras vezes, atingiu um valor idêntico à resolução do codificador incremental. Na generalidade, existe sempre um controlador FLC que apresenta melhor desempenho que o PID. O FLC PI (configuração 7) apresenta o menor *overshoot*, mas tem um desempenho muito inferior aos restantes FLC (configuração 6) no seguimento de trajectórias sinusoidais, principalmente quando superiores a $1/\pi \text{ Hz}$. O NPID e o PD+FLC I seguem-se na lista de controladores com menor *overshoot*, sublinhando-se ainda que o primeiro responde com erros de posicionamento inferiores a 0.124 mm , que são muito inferiores aos alcançados pelo segundo, mas apresentam ambos idêntico desempenho no seguimento de trajectórias. Os controladores FLC apresentam maior erro quadrático médio na resposta aos

diversos degraus, justificado pelo maior *overshoot* e tempo de subida que exibem, mas apresentam um melhor desempenho no seguimento de sinusóides e menor tempo de estabelecimento. Para a amplitude de 50 mm, consegue-se que o erro de seguimento da trajectória sinusoidal seja inferior a 2.74 mm para a frequência $1/\pi$ Hz (FLC P+I -1), inferior a 4.67 mm para a frequência $2/\pi$ Hz (FLC PID), inferior a 25.22 mm para a frequência $4/\pi$ Hz (PID) e inferior a 47.44 mm para a frequência $8/\pi$ Hz (FLC PI). Para a amplitude de 25 mm, consegue-se que o erro de seguimento seja inferior a 1.93 mm para a frequência $1/\pi$ Hz (FLC PID), inferior a 2.84 mm para a frequência $2/\pi$ Hz (FLC PID), inferior a 4.3 mm para a frequência $4/\pi$ Hz (FLC PI) e inferior a 15.29 mm para a frequência $8/\pi$ Hz (PD+FLC I).

5.3.2 CONTROLO DE FORÇA



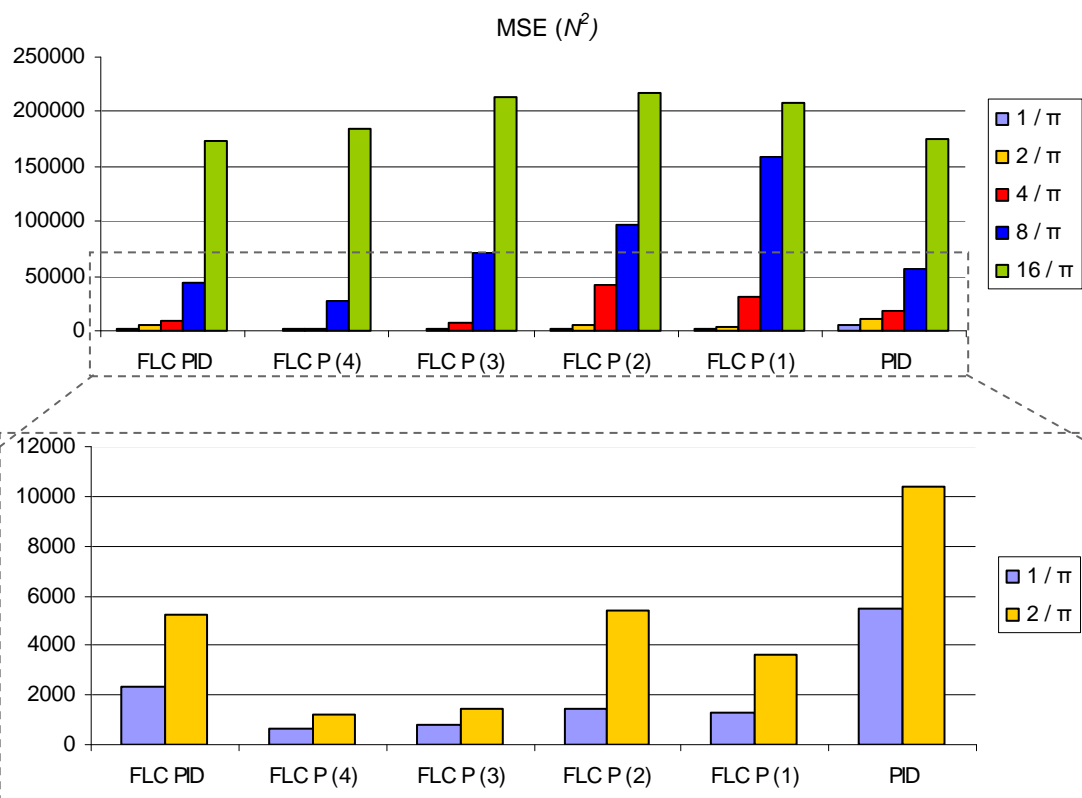


Figura 5.48 - Erro quadrático médio da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 500 N e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$, $8/\pi$ e $16/\pi$ Hz.

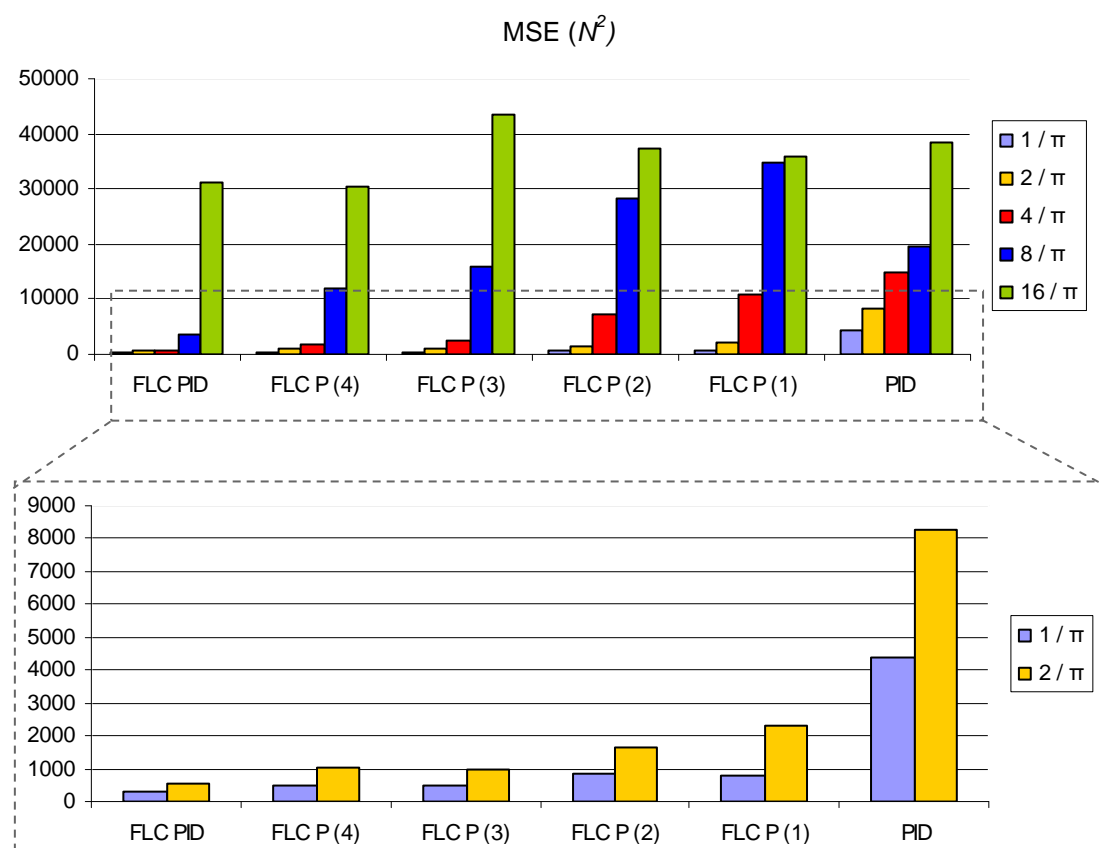
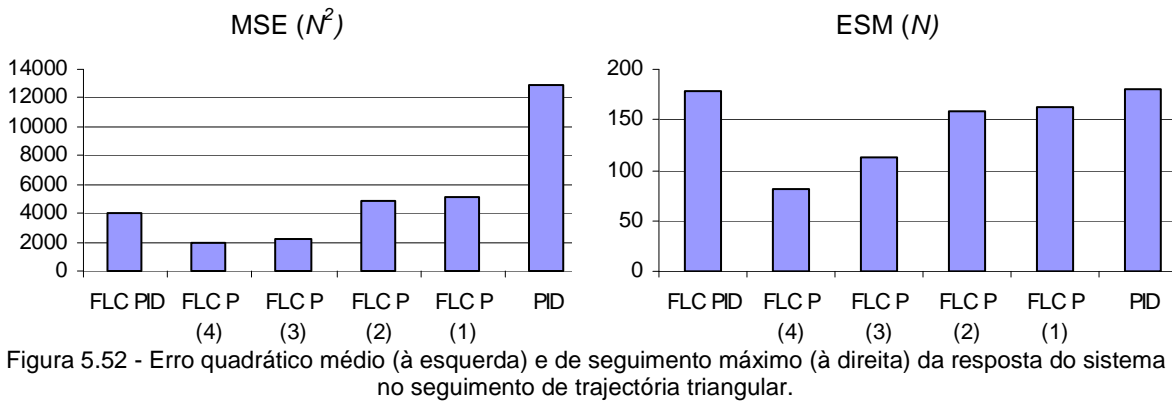
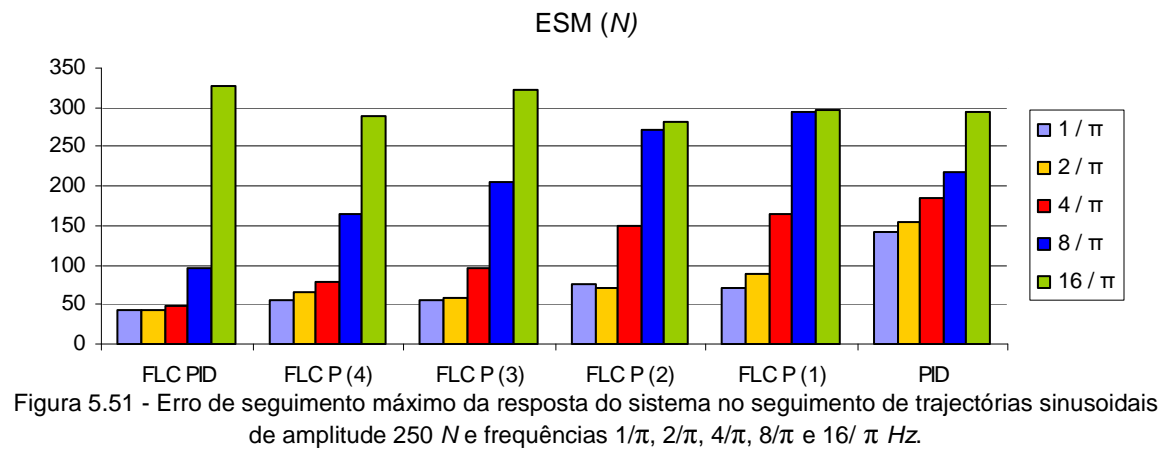
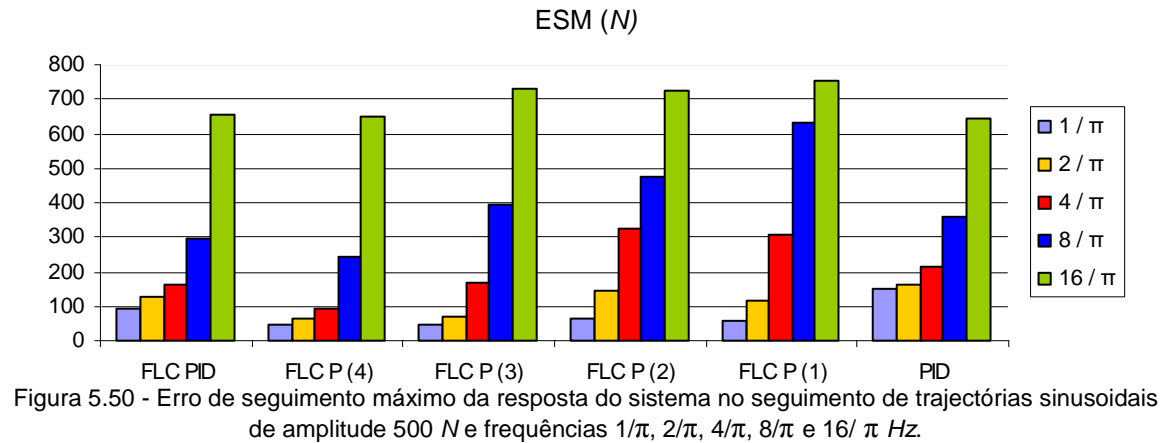


Figura 5.49 - Erro quadrático médio da resposta do sistema no seguimento de trajectórias sinusoidais de amplitude 250 N e frequências $1/\pi$, $2/\pi$, $4/\pi$, $8/\pi$ e $16/\pi$ Hz.



O erro de posicionamento estático é sempre inferior a 1.5 N para qualquer um destes controladores. Existe sempre um controlador FLC que apresenta melhor desempenho que o PID. O FLC P(3) e (4) têm maior *overshoot* que os restantes, mas menor tempo de estabelecimento. O FLC PID, que embora utilize a curva de controlo do FLC P(4), apresenta muito menor *overshoot* e idêntico tempo de estabelecimento. O desempenho dos diversos FLC no seguimento de trajectórias sinusoidais também é superior ao PID, onde se realça o FLC P(4) para referências inferiores a 1500 N e o FLC PID para referências superiores ou iguais a 1500 N.

CAPÍTULO 6

Páginas 135 - 137

CONCLUSÕES

6.1 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES E CONCLUSÕES

O trabalho apresentado nesta dissertação descreve o desenvolvimento de uma plataforma de *software* de controlo distribuído, aquisição de dados, comunicação e monitorização de um sistema servopneumático para ensaios de fadiga. O servomecanismo pneumático é composto por uma servoválvula proporcional e um cilindro pneumático de duplo efeito. O sistema é composto por uma plataforma comercial CompactRIO® da National Instruments, e foi totalmente programado com a linguagem LabVIEW. Esta plataforma de *hardware*, em conjunto com o seu sistema operativo LabVIEW Real-Time (ETS) e um FPGA reconfigurável embebido, permitiu assegurar com sucesso a fiabilidade dos ensaios, a autonomia de um controlador de tempo real embebido, a possibilidade de controlo remoto e monitorização *web* e a versatilidade na realização de diferentes ensaios. Foram abordadas as possíveis configurações da estrutura de *software*, de modo a explorar as suas vantagens e limitações na execução do conjunto de operações que garantem ensaios de longa duração, geralmente mais de duas semanas em execução ininterrupta de ciclos de controlo de força e posição. A plataforma de *software* desenvolvida apresenta uma fácil interacção com o utilizador, grande flexibilidade no *upgrade* aos controladores e a possibilidade do utilizador alterar os parâmetros dos controladores e a operação de controlo durante os ensaios. Estas linhas de rumo determinaram o teste de duas configurações, diferenciadas essencialmente quanto ao *hardware* responsável pela execução em malha fechada dos algoritmos de controlo: (1) o controlador de tempo real cRIO-9002, ou (2) o FPGA. As conclusões foram retiradas quando se implementaram sete controladores de posição e seis de força, e os respectivos desempenhos comparados. Provou-se o fraco desempenho dos tradicionais PID lineares, propôs-se um controlador PID não linear e implementaram-se controladores baseados na lógica difusa, através da realização de experiências *author-of-this-thesis-in-the-loop*, onde foi dado maior ênfase ao aproveitamento das vantagens dos métodos PID e FLC para acentuar o projecto dos controladores híbridos. Muito facilmente foi possível implementar um NPID e vários FLC de uma única entrada (e com um número reduzido de regras) com desempenho superior ao PID. Sem alteração dos parâmetros dos controladores, atingem-se erros de posicionamento inferiores a 2

μm no posicionamento arbitrário de uma massa de 6,2 Kg, e erros estáticos inferiores a 1,5 N no controlo de força. Foram encontrados poucos estudos publicados onde se destacam erros de posicionamento tão reduzidos. São também obtidas boas prestações no seguimento de diversas trajectórias de controlo de posição e força. A título exemplificativo, o erro de seguimento máximo de uma trajectória sinusoidal de amplitude 50 mm é 2.74 mm para a frequência $1/\pi$ Hz e 4.67 mm para a frequência $2/\pi$ Hz, e atingem-se erros inferiores a 1.93 mm para a frequência $1/\pi$ Hz e inferiores a 2.84 mm para a frequência $2/\pi$ Hz no seguimento de sinusóides de amplitude 25 mm. Não foram efectuados testes de robustez do sistema controlado a variações paramétricas. A complexidade dos controladores híbridos é justificada pelo menor tempo de estabelecimento, menor erro de posicionamento e de seguimento de trajectórias relativamente ao PID. A parametrização de um FLC proporcional é mais complexa que o ajuste fino dos parâmetros do PID. No entanto, bastaram poucas regras e poucos conjuntos difusos para o desenvolvimento de controladores FLC com desempenho superior ao PID. A desvantagem desta proposta é a dificuldade da sua implementação em plataformas de *software* e de *hardware* que não as disponíveis comercialmente. Provou-se ainda que os melhores resultados de posicionamento foram obtidos alocando o FPGA às operações de controlo em malha fechada: em todas as respostas aos diversos degraus que o sistema foi sujeito, sempre foram atingidos erros de posicionamento inferiores ou iguais a 4 μm . É promissor a execução das malhas de controlo ao nível do *hardware*, mas surgem problemas como oscilações indesejadas no seguimento de outras trajectórias, e a eminente dificuldade de implementação até do mais simples controlador FLC. Já foram realizados vários ensaios, essencialmente de fadiga de próteses de anca e joelho, instrumentadas ou não, os quais potenciaram várias publicações.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Os resultados experimentais do controlo de posição evidenciaram que é necessário uma melhor parametrização dos controladores FLC híbridos de modo a susterem menores erros de seguimento de trajectórias com frequências superiores a $4/\pi$ Hz.

De modo a diminuir o tempo necessário para que os controladores FLC PID alcancem erros de posicionamento inferiores a 2 μm e 1.5 N (utilizando o controlador de tempo real cRIO-9002 para executar os algoritmos de controlo), propõe-se a inclusão de um integrador que deverá ser activado somente quando o erro é inferior a 0.1 mm e 10 N, respectivamente.

Ficou ainda em aberto a exploração das potencialidades da configuração que aloca o FPGA às operações de controlo em malha fechada. Tendo em conta os seus resultados na resposta aos diversos degraus, torna-se premente solucionar os problemas de oscilações que ocorrem no seguimento de outras trajectórias.

A próxima sugestão centra-se na modelação do sistema electropneumático, simulação e comparação dos resultados simulados com os resultados experimentais. É ainda importante testar a robustez do sistema com vários valores da massa móvel.

Aceitar fazer investigação com um controlador *soft Real-Time*, cujo método e políticas de escalonamento das tarefas são desconhecidas, e, assim, com a imprevisibilidade no tempo que cada tarefa demora a ser executada e quando é executada, potencia a falta de rigor científico. Para ultrapassar este problema, propõe-se o desenvolvimento de uma plataforma de *software* de controlo e monitorização utilizando uma distribuição Linux com *Real-Time Application Interface* (RTAI). O objectivo é utilizar o SO do Linux em *hard Real-Time*.

Referências Bibliográficas

- [1] ISI Proceedings, (Junho, 2009):
http://apps.isiknowledge.com/UA_GeneralSearch_input.do?product=UA&search_mode=GeneralSearch&SID=R16h5p12Cn3FJLApDej&preferencesSaved=
- [2] IEEE Xplorer, (Junho, 2009):
<http://ieeexplore.ieee.org/search/advsearch.jsp>
- [3] FESTO, (Junho, 2009):
http://www.festo.com/INetDomino/coorp_sites/pt/296cba8721c9b0c0c1256b3b002cdea0.htm
- [4] FESTO, (Junho, 2009):
http://www.festo.com/INetDomino/coorp_sites/pt/e554e6965bffe266c1256b3b002842c3.htm
- [5] SMC Corporation, (Junho, 2009):
<http://www.smc.eu/portal/WebContent/corporative/products/products.jsp>
- [6] Rexroth, (Junho, 2009)
http://www.boschrexroth.co.uk/corporate/en/press/the_company/factsheets/technology_are/as/pneumatics.pdf
- [7] Sobczyk, M., Perondi, E., Britto, J., (2008). *Nonlinear Cascade Control Applied to a Pneumatic Urban Transport System*, Controlo 2008: Proceedings of the 8th Portuguese International Conference on Automatic Control, pp. 155 – 160, Vila Real, Portugal.
- [8] FESTO, (Junho, 2009):
<http://www.festo-didactic.com/br-pt/rea-de-download/exerc-cios/99-aplica-es-pneum-ticas/>
- [9] Suzumori, k., Endo, S., Kanda, T., Kato, N., Suzuki, H., (2007). *A Bending Pneumatic Rubber Actuator Realizing Soft-bodied Manta Swimming Robot*, IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 4975-4980, Roma, Italy.
- [10] Mangan, E., Kingsley, D., Quinn, R., Chie1, H., (2002). *Development of a Peristaltic Endoscope*, Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics 8 Automation, pp. 347-352, Washington, DC.
- [11] Pujana-Arrese, A., Arenas, J., Retolaza, I., Martinez-Esnaola, A., Landaluze, J., (2007). *Modelling in Modelica of a Pneumatic Muscle: Application to model an Experimental Set-*

- up, Proceedings 21st European Conference on Modelling and Simulation, ISBN 978-0-9553018-2-7 / ISBN 978-0-9553018-3-4 (CD).
- [12] Carneiro, J. (2007). *Modelação e Controlo de Actuadores Pneumáticos Utilizando Redes Neurais Artificiais*, Tese de Doutoramento em Engenharia Mecânica, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Portugal.
 - [13] Pedro, R. (2004). *Controlo não Linear de um Servo-mecanismo Pneumático*, Tese de Mestrado em Automação, Instrumentação e Controlo, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Portugal.
 - [14] Ogata, K., (2003). *Engenharia de Controlo Moderno*, Prentice Hall, 4ª edição, São Paulo.
 - [15] Michael J. Pinches, Brian J., Callear. *Power pneumatics*, Prentice-hall, (1996).
 - [16] Journal of Biomech, 35, 257, 2002.
 - [17] Projecto PTDC/EME-PME/70824/2006 (Junho, 2009):
http://www.fct.mctes.pt/projectos/pub/2006/Painel_Result/vglobal_projecto.asp?idProjecto=70824&idElemConcurso=877
 - [18] R. Morais; C. Frias; N. Silva; J. Azevedo; C. Serôdio; P. Mestre; J. Simões; M. Reis (2008). *A Dual-Link Telemetry System for Loosening Detection in Smart Hip Implants*, Proceedings of the conference EUROSENSORS XXII, 22nd European Conference on Solid-State Transducers, pp. 449 – 452, Dresden, Germany.
 - [19] Wei, X., Liu, J. (2008). *Power sources and electrical recharging strategies for implantable medical devices*, Journal [Frontiers of Energy and Power Engineering in China](#), Vol. 2, Number 1, pp. 1-13.
 - [20] Castrillón, F., Osorio, M. and Vásquez, R. (2006). *Comparison between different methods for tuning PID controllers*, Proceedings of the 2006 International Conference on Dynamics, Instrumentation and Control CDIC. Querétaro, México.
 - [21] Carvalho, J., (2000). *Sistemas de Controle Automático*, LTC Editora, Rio de Janeiro, ISBN 85-216-1210-9.
 - [22] Leva, A., Cox, C., Ruano, A. *Hands-on PID Autotuning: a Guide to Better Utilization*, IFAC Professional Brief.
 - [23] Faccin, F., (2004). *Abordagem Inovadora no Projecto de Controladores PID*, Tese de Mestrado em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Brasil.
 - [24] Jeong, H., (1996). *An Overview of Automatic Tuning Methods for PID Controllers*, Proceedings of the 9^o CISEL Winter Workshop, pp. 186-199, Sungwoo Resort.
 - [25] F. Castrillón, (2005). *PID Controllers tuning methods*, Esp. Thesis, Eng. School, UPB. Medellín, Colombia.
 - [26] Oliveira, P., Coelho, J. (2002). *Please no More PID Tuning Rules*, Proceedings of 5^o International Portuguese Conference on Automatic Control, pp. 126-131, Aveiro, Portugal.
 - [27] Huang, H., (2002). *Nonlinear PID Controller and Its Applications in Power Plants*, Proceedings of International Conference on Power System Technology, vol. 3, pp. 1513-1517.

- [28] Gao, Z., (2002). *From linear to nonlinear control means: A practical progression*, ISA Transactions 41, pp. 177–189.
- [29] Gao, Z., (2001). *An Alternative Paradigm for Control System Design*, Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, vol. 5, pp. 4578-4585.
- [30] Heske, T., Heske, J., (1996). *Fuzzy Logic for Real World Design*, Annabooks, San Diego, USA.
- [31] MATLAB Fuzzy Logic Toolbox – User’s Guide. Disponível em (Junho, 2009):
<http://www.scribd.com/doc/9633764/MATLAB-Fuzzy-Logic>
- [32] Passino, K., Yurkovich, S., 1998. *Fuzzy Control*, Addison Wesley Longman, Menlo Park, CA.
- [33] Kosko, B., (1992). *Neural Networks and Fuzzy Systems*, Prentice-Hall.
- [34] Wang, L., (1994). *Adaptative Fuzzy Systems and Control*, pp. 210-220, Prentice-Hall.
- [35] Jantzen, J., (1998). *Tuning Of Fuzzy PID Controllers*, online 98-H 871, Technical University of Denmark: Dept. of Automation. Disponível em (Junho, 2009):
<http://www.iau.dtu.dk/~jj/pubs/fpid.pdf>
- [36] Ning, S., Bone, G. (2002). *High Steady-State Accuracy Pneumatic Servo Positioning System with PVA/PV Control and Friction Compensation*, Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 2824-2829, Washington DC, USA.
- [37] Xiang, F., Wikander, J. (2004). *Block-oriented Approximate Feedback Linearization for Control of Pneumatic Actuator System*, Control Engineering Practice, 12(4), pp.387-399.
- [38] Shibata, S., Yamamoto, T., Jindai, M. (2006). *A Synchronous Mutual Position Control for Vertical Pneumatic Servo System*, JSME International Journal Series C, Vol. 49, No. 1.
- [39] Smaoui, M., Brun, X., Thomasset, D. (2004). *Robust Position Control of an Electropneumatic System Using Second Order Sliding Mode*, Proceedings of the 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 429-434, Ajaccio, França.
- [40] Varseveld, R., Bone, G. (1997). *Accurate Position Control of a Pneumatic Actuator Using On/Off Solenoid Valves*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2(3), pp. 195-204.
- [41] Tsai, M., Cheng, C., Shih, M., (2006). *Design and Control for the Pneumatic Cylinder Precision Positioning Under Vertical Loading*, ASPE Proceedings, Monterey, California.
- [42] Liu, Y., Lee, C., Fung, R., (2004). *A Pneumatic Positioning Device Coupled with Piezoelectric Self-Moving Mechanism*, Asian Journal of Control, Vol. 6, No. 2, pp. 199-207.
- [43] Chiang, M., Chen, C., Tsou, T., (2005). *Large Stroke and High Precision Pneumatic-Piezoelectric Hybrid Positioning Control Using Adaptive Discrete Variable Structure Control*, Mechatronics 15, pp. 523-545.
- [44] Pai, K., Shih, M. (2003). *Nanoaccuracy Position Control of a Pneumatic Cylinder Driven Table*, International Journal of JSME, Series C, Vol.46, No. 3, pp. 1062-1068.
- [45] Richer, E., Hurmuzlu, Y., (2000). *A High Performance Pneumatic Force Actuator System: Part II – Nonlinear Controller Design*, ASME Journal of Dynamic Systems Measurement and Control, Vol. 122, No.3, pp. 426-434.

- [46] Ying, C., Jia-fan, Z., Can-jun, Y., Bin, N., (2007). *Design and Hybrid Control of the Pneumatic Force-feedback Systems for Arm-Exoskeleton by Using On/off Valve*, Mechatronics 17, pp. 325–335.
- [47] Ruihua, L., Weixiang, S., Qingyu, Y., (2004). *Multi-region Fuzzy Tracking Control For a Pneumatic Servo Squeezing Forces System*, Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 4504-4507, Hangzhou, China.
- [48] Liu, H., Lee, J., Li, B., (2007). *High Precision Pressure Control of a Pneumatic Chamber Using a Hybrid Fuzzy PID Controller*, International Journal of a Precision Engineering and Manufacturing, Vol. 8, No. 3.
- [49] Kaitwanidvilai, S., Parnichkun, M., (2005). *Force Control in a Pneumatic System Using Hybrid Adaptive Neuro-fuzzy Model Reference Control*, Mechatronics 15 pp. 23–41.
- [50] Shibata, S., Jindai, M., (2002). *Neuro-Fuzzy Control for Pneumatic Servo System*, International Journal of JSME, Series C, Vol.45, No. 2, p. 449-455.
- [51] Song, Q., Liu, F., Findlay, R., (2006). *Improved Fuzzy Neural Network Control for a Pneumatic System Based on Extended Kalman Filter*, International Conference on Computational Intelligence for Modelling Control and Automation, and International Conference on Intelligent Agents, Web Technologies and Internet Commerce, pp. 76-81.
- [52] Ali, H., Noor, S., Bashi, S., Marhaban, M., (2009). *A Review of Pneumatic Actuators (Modeling and Control)*, Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 3(2), pp. 440-454.
- [53] Chillari, S., Guccione, S., Muscato, G., (2001). *An Experimental Comparison Between Several Pneumatic Position Control Methods*, Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 1168-1173, Florida, USA.
- [54] Página Pessol do Prof. Kevin Passino. Disponível em (Junho, 2009):
<http://www.ece.osu.edu/~passino/kmp-pubs.html>
- [55] Ilchmann, A., Sawodny, O., Trenn, S., (2006). *Pneumatic cylinders: modelling and feedback force-control*, International Journal of Control, Vol. 79, No. 6, pp. 650–661.
- [56] Jang, J. (2005). *Simultaneous Trajectory Tracking Control of Position and Force with Cylinder Driving Apparatus*, Journal of Mechanical Science and Technology (KSME Int. J.), Vol. 19, No. 5, pp. 1107-1115.
- [57] Zhu, Y., (2006). *Control of Pneumatic Systems for Free Space and Interaction Tasks with System and Environmental Uncertainties*, PhD Thesis in Mechanical Engineering, Nashville, Tennessee.
- [58] WILKRESON, Características do filtro/regulador de pressão. Disponível em (Junho, 2009):
<http://www.wilkersoncorp.com/products/b18.shtml>
- [59] WILKRESON, Características do lubrificador. Disponível em (Junho, 2009):
<http://www.wilkersoncorp.com/products/l18.shtml>
- [60] FESTO, manual da servoválvula MPYE-5-1/8-HF-010-B Disponível em (Junho, 2009):
https://xdki.festo.com/xdki/data/doc_ptbr/PDF/PT/MPYE_PT.PDF

- [61] FESTO, documentação sobre o cilindro CRDNGS-80-200-PPV-A. Disponível em (Junho, 2009):
https://enep.festo.com/irj/servlet/prt/portal/prtroot/festo.guest?NavigationTarget=ROLES://portal_content/com.festo.portal.sap40/v/cr/ssp/rl/com.festo.portal.sap40.v.cr.ssp.rl.ssp_pub/com.festo.portal.sap40.v.cr.ssp.ws.gnt_ssp_1/sho/hidden/com.festo.portal.sap40.v.cr.ssp.i.v.cat.prod_fam&j_user=ano_ep_customer_br&L=PT&APPL=CMS&node=N_CRDNG&ID=N_CRDNG&IDQUEUE=X&mod=search_rtyp_frame
- [62] AEP, Datasheet do transdutor de força. Disponível em (Junho, 2009):
http://www.aep.it/AEPtransducers/Data_Sheet/C10.224.R3.pdf
- [63] FAGOR, Características do transdutor de posição. Disponível em (Junho, 2009):
http://www.fagorautomation.com/_bin/productos.php?id_producto=3&id_nodo=21&id_item=119
- [64] National Instruments. Características da plataforma CompactRIO®. Disponível em (Junho, 2009): <http://www.ni.com/compactrio/whatis.htm>
- [65] Características do CompactRIO-9002. Disponível em (Junho, 2009):
http://www.ni.com/pdf/products/us/6358_crio_rt_controllers.pdf
- [66] Características do CompactRIO-9101. Disponível em (Junho, 2009):
http://www.ni.com/pdf/products/us/cat_crio_9101.pdf
- [67] Características do CompactRIO-9215. Disponível em (Junho, 2009):
http://www.ni.com/pdf/products/us/c_series_ai.pdf
- [68] Características do CompactRIO-9411. Disponível em (Junho, 2009):
http://www.ni.com/pdf/products/us/c_series_di.pdf
- [69] Características do CompactRIO-9263. Disponível em (Junho, 2009):
http://www.ni.com/pdf/products/us/c_series_ao.pdf
- [70] Informações sobre o RTOS do CompactRIO-9002. Disponível em (Junho, 2009):
<http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/D85F9139AEB88F188625745700569E8D>
- [71] Manual LabVIEW Real-Time. Disponível em (Junho, 2009):
<http://www.ni.com/pdf/manuals/322154c.pdf>
- [72] Manual LabVIEW FPGA. Disponível em (Junho, 2009):
<http://www.ni.com/pdf/manuals/370690b.pdf>
- [73] Santos, M., Sobral, J., Ramos, A., Ferreira, J., Talaia, P., Simões, J., (2009). *Simulador de Desgaste da Componente Acetabular da Prótese da Anca*, 3º Congresso Nacional de Biomecânica, pp. 77 – 84, Bragança, Portugal.
- [74] Buttazzo, G., (2005). *Hard Real-Time Computing Systems – Predictable Scheduling Algorithms and Applications*, 2nd edition, Springer.
- [75] Santos, M., Talaia, P., Ramos, A., Ferreira, J., Oliveira, M., (2008). *Servo-pneumatic Machine to Perform and Monitor Tests on Biomechanical Devices*, Proceedings of the 8th Portuguese International Conference on Automatic Control, pages 784 – 789, Vila Real, Portugal.

- [76] National Instruments. Descrição do mecanismo de partilha de variáveis entre VI's. Disponível em (Junho, 2009): <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4679#toc2>
- [77] Carneiro, J., Almeida, F., (2006). *Modeling Pneumatic Servovalves Using Neural Networks*, Proceedings of the IEEE Conference on Computer Aided Control Systems Design, pp, 790-795, Munich, Germany.
- [78] Ferreira, J., (2003). *Modulação de Sistemas Hidráulicos para Simulação com Hardware-in-the-loop*, Tese de Doutoramento em Engenharia Mecânica, Universidade de Aveiro.
- [79] Ferreira, J., Sun, P. Grácio, J., (2006). *Design and Control of a Hydraulic Press*, Proceedings of the 2006 IEEE Conference on Computer Aided Control Systems Design, pp. 814- 819, Munich, Germany.
- [80] Richer, E., Hurmuzlu, Y., (2000). *A High Performance Pneumatic Force Actuator System: Part I – Nonlinear Mathematical Model*, ASME Journal of Dynamic Systems Measurement and Control, Vol. 122, No.3, pp. 416-425.

Anexo A.1

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso Proporcional (FLC P) linear – capítulo 2.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=3
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='Erro'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='1':'trimf',[-1 -1 0]
MF2='2':'trimf',[-1 0 1]
MF3='3':'trimf',[0 1 1]

[Output1]
Name='Signal'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='1':'trimf',[-1 -1 -1]
MF2='2':'trimf',[0 0 0]
MF3='3':'trimf',[1 1 1]

[Rules]

1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
```

Anexo A.2

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso Proporcional (FLC P) não linear – capítulo 2.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=5
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='Erro'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='1':'trimf',[-1 -1 -0.3]
MF2='2':'trimf',[-0.5 -0.25 0]
MF3='3':'trimf',[-0.1 0 0.1]
MF4='4':'trimf',[0 0.25 0.5]
MF5='5':'trimf',[0.3 1 1]

[Output1]
Name='Signal'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='1':'trimf',[-1 -1 -0.1]
MF2='2':'trimf',[-0.2 -0.1 0]
MF3='3':'trimf',[-0.1 0 0.1]
MF4='4':'trimf',[0 0.1 0.2]
MF5='5':'trimf',[0.1 1 1]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
4, 4 (1) : 1
5, 5 (1) : 1
```

Anexo A.3

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso Proporcional e Derivativo (FLC PD) linear – capítulo 2.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=9
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='Erro'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='1':'trimf',[-1 -1 0]
MF2='2':'trimf',[-1 0 1]
MF3='3':'trimf',[0 1 1]

[Input1]
Name='Derivada do erro'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='1':'trimf',[-1 -1 0]
MF2='2':'trimf',[-1 0 1]
MF3='3':'trimf',[0 1 1]

[Output1]
Name='signal'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='1':'trimf',[-1 -1 -1]
MF2='2':'trimf',[0 0 0]
MF3='3':'trimf',[1 1 1]

[Rules]
1 1, 1 (1) : 1
1 2, 1 (1) : 1
1 3, 1 (1) : 1
2 1, 2 (1) : 1
2 2, 2 (1) : 1
2 3, 2 (1) : 1
3 1, 3 (1) : 1
3 2, 3 (1) : 1
3 3, 3 (1) : 1
```


Anexo A.4

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso Proporcional e Derivativo (FLC PD) não linear – capítulo 2.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=25
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='Erro'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='1':'trimf',[-1 -1 -0.3]
MF2='2':'trimf',[-0.5 -0.25 0]
MF3='3':'trimf',[-0.1 0 0.1]
MF4='4':'trimf',[0 0.25 0.5]
MF5='5':'trimf',[0.3 1 1]

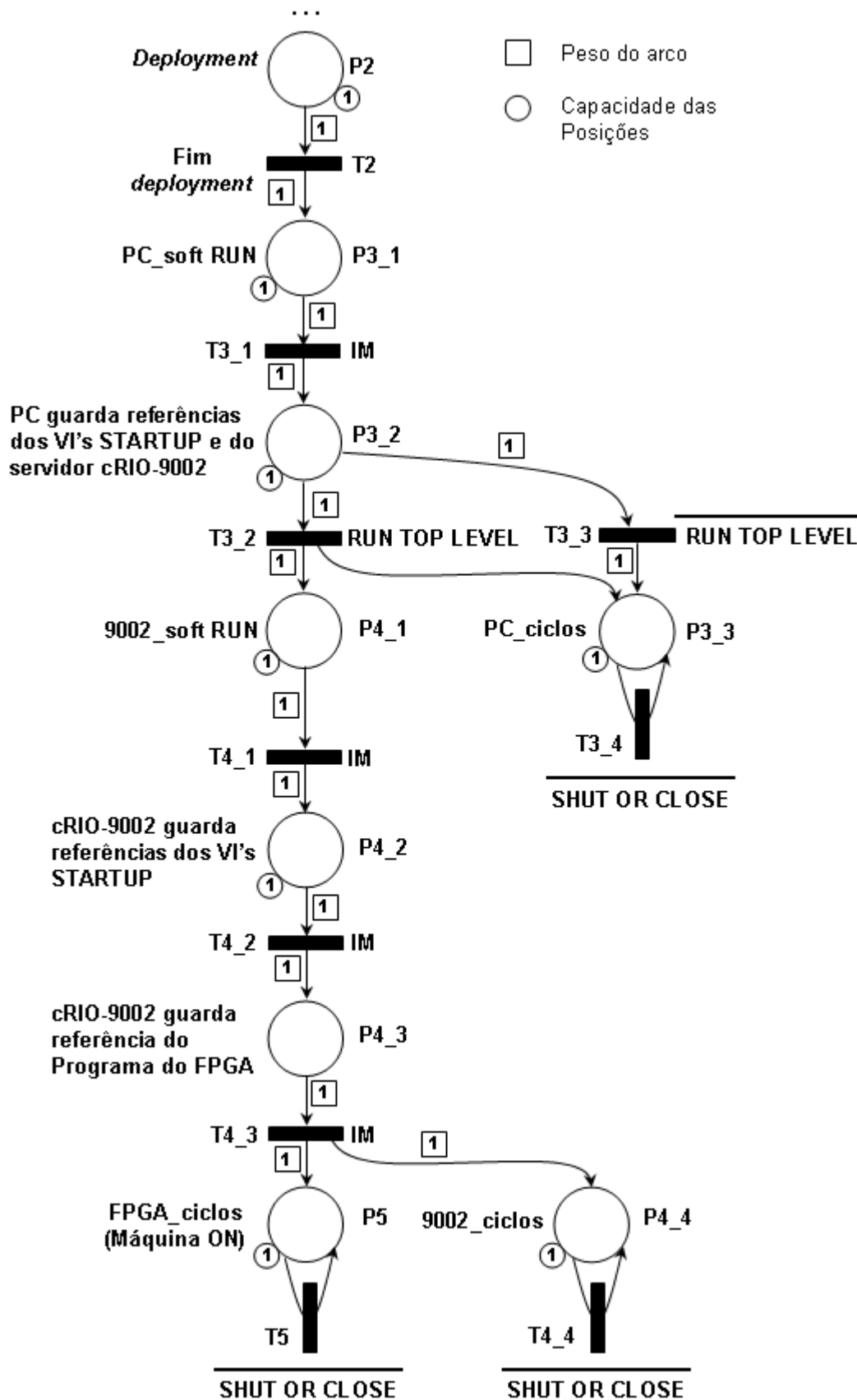
[Input1]
Name='Derivada do erro'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='1':'trimf',[-1 -1 -0.3]
MF2='2':'trimf',[-0.5 -0.25 0]
MF3='3':'trimf',[-0.1 0 0.1]
MF4='4':'trimf',[0 0.25 0.5]
MF5='5':'trimf',[0.3 1 1]

[Output1]
Name='signal'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='1':'trimf',[-1 -1 -0.1]
MF2='2':'trimf',[-0.2 -0.1 0]
MF3='3':'trimf',[-0.1 0 0.1]
MF4='4':'trimf',[0 0.1 0.2]
MF5='5':'trimf',[0.1 1 1]

[Rules]
1 1, 3 (1) : 1
1 2, 2 (1) : 1
1 3, 1 (1) : 1
1 4, 1 (1) : 1
1 5, 1 (1) : 1
2 1, 4 (1) : 1
2 2, 3 (1) : 1
2 3, 2 (1) : 1
2 4, 1 (1) : 1
2 5, 1 (1) : 1
3 1, 5 (1) : 1
3 2, 4 (1) : 1
3 3, 3 (1) : 1
```

| | | | | | |
|---|----|---|-----|---|---|
| 3 | 4, | 2 | (1) | : | 1 |
| 3 | 5, | 1 | (1) | : | 1 |
| 4 | 1, | 5 | (1) | : | 1 |
| 4 | 2, | 5 | (1) | : | 1 |
| 4 | 3, | 4 | (1) | : | 1 |
| 4 | 4, | 3 | (1) | : | 1 |
| 4 | 5, | 2 | (1) | : | 1 |
| 5 | 1, | 5 | (1) | : | 1 |
| 5 | 2, | 5 | (1) | : | 1 |
| 5 | 3, | 5 | (1) | : | 1 |
| 5 | 4, | 4 | (1) | : | 1 |
| 5 | 5, | 3 | (1) | : | 1 |

Anexo B



As descrições PC_ciclos (P3_3), 9002_ciclos (P4_4) e FPGA (P5) referem-se a estados de execução dos programas no PC, cRIO-9002 e FPGA, respectivamente, quando já se encontram na estrutura cíclica das operações somente de controlo, ou seja, após serem executadas todas as operações de configuração de arranque da aplicação. A nomenclatura das posições e transições está intimamente relacionada com a nomenclatura utilizada na PN da figura 3.8.

Anexo C.1

Ficheiro *.fis do Controlador Difuso para implementar o controlador FLC I – controlo de posição.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=3
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='-1':'gbellmf',[0.8129 173 -0.879]
MF2='0':'gbellmf',[0.03969 3.13 -1.1e-005]
MF3='1':'gbellmf',[0.8129 173 0.879]

[Output1]
Name='K_FUZZY '
Range=[-1 1]
NumMFs=2
MF1='0':'trimf',[1 1 1]
MF2='1':'trimf',[0 0 0]

[Rules]
1, 2 (1) : 1
2, 1 (1) : 1
3, 2 (1) : 1
```

Anexo C.2

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso Proporcional para o controlador FLC P+I (1) – controlo de posição.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=7
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.4 -0.1]
MF2='-2':'trimf',[-0.2 -0.1 0]
MF3='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF4='0':'trimf',[0 0 0]
MF5='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF6='2':'trimf',[0 0.1 0.2]
MF7='3':'trapmf',[0.1 0.4 1 1]

[Output1]
Name='K_FUZZY'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.5 -0.25]
MF2='-2':'trimf',[-0.4 -0.25 -0.05]
MF3='-1':'trimf',[-0.1 -0.05 0]
MF4='0':'trimf',[0 0 0]
MF5='1':'trimf',[0 0.05 0.1]
MF6='2':'trimf',[0.05 0.25 0.4]
MF7='3':'trapmf',[0.25 0.5 1 1]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
4, 4 (1) : 1
5, 5 (1) : 1
6, 6 (1) : 1
7, 7 (1) : 1
```

Anexo C.3

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso Proporcional para o controlador FLC P+I (2) – controlo de posição.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=7
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.1 -0.1]
MF2='-2':'trimf',[-0.1 -0.05 0]
MF3='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF4='0':'trimf',[0 0 0]
MF5='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF6='2':'trimf',[0 0.05 0.1]
MF7='3':'trapmf',[0.1 0.1 1 1]

[Output1]
Name='K_FUZZY'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.5 -0.25]
MF2='-2':'trimf',[-0.4 -0.25 -0.05]
MF3='-1':'trimf',[-0.1 -0.05 0]
MF4='0':'trimf',[0 0 0]
MF5='1':'trimf',[0 0.05 0.1]
MF6='2':'trimf',[0.05 0.25 0.4]
MF7='3':'trapmf',[0.25 0.5 1 1]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
4, 4 (1) : 1
5, 5 (1) : 1
6, 6 (1) : 1
7, 7 (1) : 1
```

Anexo C.4

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso para implementar a técnica *anti-windup* (FLC P+I) – controlo de posição.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=3
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='y(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='-1':'gbellmf',[0.845 173 -1.81]
MF2='0':'gbellmf',[0.955 191 4.16e-017]
MF3='1':'gbellmf',[0.845 173 1.81]

[Output1]
Name='K_ANTI_WINDUP'
Range=[-1 1]
NumMFs=2
MF1='0':'trimf',[0 0 0]
MF2='1':'trimf',[1 1 1]

[Rules]
1, 2 (1) : 1
2, 1 (1) : 1
3, 2 (1) : 1
```


Anexo C.5

Ficheiro *.fis do Controlador Difuso Proporcional e derivativo para o controlador FLC PID – controlo de posição.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=49
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='error'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.1 -0.1]
MF2='-2':'trimf',[-0.1 -0.05 0]
MF3='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF4='0':'trimf',[0 0 0]
MF5='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF6='2':'trimf',[0 0.05 0.1]
MF7='3':'trapmf',[0.1 0.1 1 1]

[Input2]
Name='interror'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.35 -0.3]
MF3='-2':'trimf',[-0.35 -0.3 -0.25]
MF4='-1':'trimf',[-0.3 -0.25 -0.2]
MF5='0':'trimf',[-0.22 0 0.22]
MF6='1':'trimf',[0.2 0.25 0.3]
MF7='2':'trimf',[0.25 0.3 0.35]
MF9='3':'trapmf',[0.3 0.35 1 1]

[Output1]
Name='signal'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.5 -0.25]
MF2='-2':'trimf',[-0.4 -0.25 -0.05]
MF3='-1':'trimf',[-0.1 -0.05 0]
MF4='0':'trimf',[0 0 0]
MF5='1':'trimf',[0 0.05 0.1]
MF6='2':'trimf',[0.05 0.25 0.4]
MF7='3':'trapmf',[0.25 0.5 1 1]

[Rules]
1 1, 4 (1) : 1
1 2, 3 (1) : 1
1 3, 2 (1) : 1
1 4, 1 (1) : 1
1 5, 1 (1) : 1
```

| | | | | | |
|---|----|---|-----|---|---|
| 1 | 6, | 1 | (1) | : | 1 |
| 1 | 7, | 1 | (1) | : | 1 |
| 2 | 1, | 5 | (1) | : | 1 |
| 2 | 2, | 4 | (1) | : | 1 |
| 2 | 3, | 3 | (1) | : | 1 |
| 2 | 4, | 2 | (1) | : | 1 |
| 2 | 5, | 1 | (1) | : | 1 |
| 2 | 6, | 1 | (1) | : | 1 |
| 2 | 7, | 1 | (1) | : | 1 |
| 3 | 1, | 6 | (1) | : | 1 |
| 3 | 2, | 5 | (1) | : | 1 |
| 3 | 3, | 4 | (1) | : | 1 |
| 3 | 4, | 3 | (1) | : | 1 |
| 3 | 5, | 2 | (1) | : | 1 |
| 3 | 6, | 1 | (1) | : | 1 |
| 3 | 7, | 1 | (1) | : | 1 |
| 4 | 1, | 7 | (1) | : | 1 |
| 4 | 2, | 6 | (1) | : | 1 |
| 4 | 3, | 5 | (1) | : | 1 |
| 4 | 4, | 4 | (1) | : | 1 |
| 4 | 5, | 3 | (1) | : | 1 |
| 4 | 6, | 2 | (1) | : | 1 |
| 4 | 7, | 1 | (1) | : | 1 |
| 5 | 1, | 7 | (1) | : | 1 |
| 5 | 2, | 7 | (1) | : | 1 |
| 5 | 3, | 6 | (1) | : | 1 |
| 5 | 4, | 5 | (1) | : | 1 |
| 5 | 5, | 4 | (1) | : | 1 |
| 5 | 6, | 3 | (1) | : | 1 |
| 5 | 7, | 2 | (1) | : | 1 |
| 6 | 1, | 7 | (1) | : | 1 |
| 6 | 2, | 7 | (1) | : | 1 |
| 6 | 3, | 7 | (1) | : | 1 |
| 6 | 4, | 6 | (1) | : | 1 |
| 6 | 5, | 5 | (1) | : | 1 |
| 6 | 6, | 4 | (1) | : | 1 |
| 6 | 7, | 3 | (1) | : | 1 |
| 7 | 1, | 7 | (1) | : | 1 |
| 7 | 2, | 7 | (1) | : | 1 |
| 7 | 3, | 7 | (1) | : | 1 |
| 7 | 4, | 7 | (1) | : | 1 |
| 7 | 5, | 6 | (1) | : | 1 |
| 7 | 6, | 5 | (1) | : | 1 |
| 7 | 7, | 4 | (1) | : | 1 |

Anexo C.6

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso para implementar o controlador FLC I do FLC PID – controle de posição.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=3
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='-1':'trapmf', [-0.22 -0.22 -0.08 -0.08]
MF2='0':'trapmf', [-0.08 -0.08 0.08 0.08]
MF3='1':'trapmf', [0.08 0.08 0.22 0.22]

[Output1]
Name='K_FUZZY_I2'
Range=[-1 1]
NumMFs=2
MF1='0':'trimf', [0 0 0]
MF2='1':'trimf', [1 1 1]

[Rules]
1, 2 (1) : 1
2, 1 (1) : 1
3, 2 (1) : 1
```

Anexo C.7

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso para implementar o controlador FLC P do FLC PI implementado no FPGA – controlo de posição.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=7
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.15 -0.15]
MF2='-2':'trimf',[-0.3 -0.15 0]
MF3='-1':'trimf',[-0.05 -0.025 0]
MF4='0':'trimf',[-0.08 0 0.08]
MF5='1':'trimf',[0 0.025 0.05]
MF6='2':'trimf',[0 0.15 0.3]
MF7='3':'trapmf',[0.15 0.15 1 1]

[Output1]
Name='K_FUZZY'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':'trapmf',[-1 -1 -0.25 -0.25]
MF2='-2':'trimf',[-0.4 -0.25 -0.05]
MF3='-1':'trimf',[-0.2 -0.1 0]
MF4='0':'trimf',[-0.2 0 0.2]
MF5='1':'trimf',[0 0.1 0.2]
MF6='2':'trimf',[0.05 0.25 0.4]
MF7='3':'trapmf',[0.25 0.25 1 1]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
4, 4 (1) : 1
5, 5 (1) : 1
6, 6 (1) : 1
7, 7 (1) : 1
```

Anexo D.1

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso para implementar o controlador FLC P (1) – Controlo de Força.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=15
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=15
MF1='-7':'trapmf',[-1 -1 -0.6 -0.5]
MF2='-6':'trimf',[-0.6 -0.5 -0.4]
MF3='-5':'trimf',[-0.5 -0.4 -0.3]
MF4='-4':'trimf',[-0.4 -0.3 -0.2]
MF5='-3':'trimf',[-0.3 -0.15 0]
MF6='-2':'trimf',[-0.1 -0.05 -0.01]
MF7='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF8='0':'trimf',[0 0 0]
MF9='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF10='2':'trimf',[0 0.05 0.1]
MF11='3':'trimf',[0 0.15 0.3]
MF12='4':'trimf',[0.2 0.3 0.4]
MF13='5':'trimf',[0.3 0.4 0.5]
MF14='6':'trimf',[0.4 0.5 0.6]
MF15='7':'trapmf',[0.5 0.6 1 1]

[Output1]
Name='K_FUZZY'
Range=[-1 1]
NumMFs=15
MF1='-7':'trapmf',[-1 -1 -0.9 -0.8]
MF2='-6':'trimf',[-1 -0.8 -0.6]
MF3='-5':'trimf',[-0.8 -0.6 -0.4]
MF4='-4':'trimf',[-0.6 -0.4 -0.2]
MF5='-3':'trimf',[-0.35 -0.175 -0.04]
MF6='-2':'trimf',[-0.08 -0.04 -0.01]
MF7='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF8='0':'trimf',[0 0 0]
MF9='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF10='2':'trimf',[0.01 0.04 0.08]
MF11='3':'trimf',[0.04 0.125 0.25]
MF12='4':'trimf',[0.2 0.4 0.6]
MF13='5':'trimf',[0.4 0.6 0.8]
MF14='6':'trimf',[0.6 0.8 1]
MF15='7':'trapmf',[0.8 0.9 1 1]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
```

| |
|----------------|
| 2, 2 (1) : 1 |
| 3, 3 (1) : 1 |
| 4, 4 (1) : 1 |
| 5, 5 (1) : 1 |
| 6, 6 (1) : 1 |
| 7, 7 (1) : 1 |
| 8, 8 (1) : 1 |
| 9, 9 (1) : 1 |
| 10, 10 (1) : 1 |
| 11, 11 (1) : 1 |
| 12, 12 (1) : 1 |
| 13, 13 (1) : 1 |
| 14, 14 (1) : 1 |
| 15, 15 (1) : 1 |

Anexo D.2

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso para implementar o controlador FLC P (2) – Controlo de Força.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=15
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=15
MF1='-7':'trapmf',[-1 -1 -0.6 -0.1]
MF2='-6':'trimf',[-0.6 -0.5 -0.1]
MF3='-5':'trimf',[-0.5 -0.4 -0.1]
MF4='-4':'trimf',[-0.4 -0.3 -0.1]
MF5='-3':'trimf',[-0.3 -0.15 0]
MF6='-2':'trimf',[-0.1 -0.05 -0.01]
MF7='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF8='0':'trimf',[0 0 0]
MF9='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF10='2':'trimf',[0 0.05 0.1]
MF11='3':'trimf',[0 0.15 0.3]
MF12='4':'trimf',[0.1 0.3 0.4]
MF13='5':'trimf',[0.1 0.4 0.5]
MF14='6':'trimf',[0.1 0.5 0.6]
MF15='7':'trapmf',[0.1 0.6 1 1]

[Output1]
Name='K_FUZZY'
Range=[-1 1]
NumMFs=15
MF1='-7':'trapmf',[-1 -1 -0.9 -0.8]
MF2='-6':'trimf',[-1 -0.8 -0.6]
MF3='-5':'trimf',[-0.8 -0.6 -0.4]
MF4='-4':'trimf',[-0.6 -0.4 -0.2]
MF5='-3':'trimf',[-0.35 -0.175 -0.04]
MF6='-2':'trimf',[-0.08 -0.04 -0.01]
MF7='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF8='0':'trimf',[0 0 0]
MF9='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF10='2':'trimf',[0.01 0.04 0.08]
MF11='3':'trimf',[0.04 0.125 0.25]
MF12='4':'trimf',[0.2 0.4 0.6]
MF13='5':'trimf',[0.4 0.6 0.8]
MF14='6':'trimf',[0.6 0.8 1]
MF15='7':'trapmf',[0.8 0.9 1 1]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
```

| |
|----------------|
| 2, 2 (1) : 1 |
| 3, 3 (1) : 1 |
| 4, 4 (1) : 1 |
| 5, 5 (1) : 1 |
| 6, 6 (1) : 1 |
| 7, 7 (1) : 1 |
| 8, 8 (1) : 1 |
| 9, 9 (1) : 1 |
| 10, 10 (1) : 1 |
| 11, 11 (1) : 1 |
| 12, 12 (1) : 1 |
| 13, 13 (1) : 1 |
| 14, 14 (1) : 1 |
| 15, 15 (1) : 1 |

Anexo D.3

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso para implementar o controlador FLC P (3) – Controlo de Força.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=15
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=15
MF1='-7':'trapmf',[-1 -1 -0.6 -0.1]
MF2='-6':'trimf',[-0.6 -0.5 -0.1]
MF3='-5':'trimf',[-0.5 -0.4 -0.1]
MF4='-4':'trimf',[-0.4 -0.3 -0.1]
MF5='-3':'trimf',[-0.3 -0.15 0]
MF6='-2':'trimf',[-0.1 -0.05 -0.01]
MF7='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF8='0':'trimf',[0 0 0]
MF9='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF10='2':'trimf',[0 0.05 0.1]
MF11='3':'trimf',[0 0.15 0.3]
MF12='4':'trimf',[0.1 0.3 0.4]
MF13='5':'trimf',[0.1 0.4 0.5]
MF14='6':'trimf',[0.1 0.5 0.6]
MF15='7':'trapmf',[0.1 0.6 1 1]

[Output1]
Name='K_FUZZY'
Range=[-1 1]
NumMFs=15
MF1='-7':'trapmf',[-1 -1 -0.9 -0.2]
MF2='-6':'trimf',[-1 -0.8 -0.2]
MF3='-5':'trimf',[-0.8 -0.6 -0.2]
MF4='-4':'trimf',[-0.6 -0.4 -0.2]
MF5='-3':'trimf',[-0.35 -0.175 -0.04]
MF6='-2':'trimf',[-0.08 -0.04 -0.01]
MF7='-1':'trimf',[-0.02 -0.01 0]
MF8='0':'trimf',[0 0 0]
MF9='1':'trimf',[0 0.01 0.02]
MF10='2':'trimf',[0.01 0.04 0.08]
MF11='3':'trimf',[0.04 0.125 0.25]
MF12='4':'trimf',[0.2 0.4 0.6]
MF13='5':'trimf',[0.2 0.6 0.8]
MF14='6':'trimf',[0.2 0.8 1]
MF15='7':'trapmf',[0.2 0.9 1 1]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
```

| |
|----------------|
| 2, 2 (1) : 1 |
| 3, 3 (1) : 1 |
| 4, 4 (1) : 1 |
| 5, 5 (1) : 1 |
| 6, 6 (1) : 1 |
| 7, 7 (1) : 1 |
| 8, 8 (1) : 1 |
| 9, 9 (1) : 1 |
| 10, 10 (1) : 1 |
| 11, 11 (1) : 1 |
| 12, 12 (1) : 1 |
| 13, 13 (1) : 1 |
| 14, 14 (1) : 1 |
| 15, 15 (1) : 1 |

Anexo D.4

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso para implementar o controlador FLC P (4) – Controlo de Força.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=9
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='-4': 'trapmf', [-1 -1 -0.4 -0.1]
MF2='-3': 'trimf', [-0.4 -0.2 0]
MF3='-2': 'trimf', [-0.1 -0.05 0.01]
MF4='-1': 'trimf', [-0.02 -0.01 0]
MF5='0': 'trimf', [0 0 0]
MF6='1': 'trimf', [0 0.01 0.02]
MF7='2': 'trimf', [0.01 0.05 0.1]
MF8='3': 'trimf', [0 0.2 0.4]
MF9='4': 'trapmf', [0.1 0.4 1 1]

[Output1]
Name='K_FUZZY'
Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='-4': 'trapmf', [-1 -1 -0.2 -0.08]
MF2='-3': 'trimf', [-0.35 -0.175 -0.04]
MF3='-2': 'trimf', [-0.08 -0.04 -0.01]
MF4='-1': 'trimf', [-0.02 -0.01 0]
MF5='0': 'trimf', [0 0 0]
MF6='1': 'trimf', [0 0.01 0.02]
MF7='2': 'trimf', [0.01 0.04 0.08]
MF8='3': 'trimf', [0.04 0.125 0.25]
MF9='4': 'trapmf', [0.08 0.08 1 1]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
4, 4 (1) : 1
5, 5 (1) : 1
6, 6 (1) : 1
7, 7 (1) : 1
8, 8 (1) : 1
9, 9 (1) : 1
```

Anexo D.5

Ficheiro *.fis de um Controlador Difuso para implementar o controlador FLC 3 – Controlo de Força.

```
[System]
Name='Fuzzy'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=2
NumRules=2
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='e(t)'
Range=[0 1]
NumMFs=2
MF1='0':'trapmf',[0 0 0.5 0.5]
MF2='1':'trapmf',[0.5 0.5 1 1]

[Output1]
Name=' K_FUZZY_3_1'
Range=[0 1]
NumMFs=2
MF1='0':'trimf',[0 0 0]
MF2='1':'trimf',[1 1 1]

[Output2]
Name='K_FUZZY_3_2'
Range=[0 1]
NumMFs=2
MF1='0':'trimf',[0 0 0]
MF2='1':'trimf',[1 1 1]

[Rules]
1, 2 1 (1) : 1
2, 1 2 (1) : 1
```

Anexo E

MODELAÇÃO DO SISTEMA ELECTROPNEUMÁTICO

Citando Rothenberg [19, p. 11], “um modelo representa a realidade para um determinado propósito; o modelo é uma abstracção da realidade no sentido em que não pode representar todos os aspectos da realidade. Isto permite lidar com os sistemas de uma maneira simplificada, evitando a complexidade, o perigo e a irreversibilidade da realidade”. Praehofer [78, p. 11] refere que um modelo representa de uma forma válida um sistema real de acordo com objectivos particulares. Estas citações permitem definir conclusivamente um modelo como sendo uma descrição de como um sistema se comporta. Sendo este trabalho essencialmente experimental, saiu do seu âmbito a modelação matemática do circuito pneumático. Contudo, pretende-se fornecer matematicamente informações sobre as não linearidades dos elementos pneumáticos (utilizados para a realização desta tese), por isso, nas seguintes secções é abordado um modelo para a servoválvula e um modelo para o cilindro, embora não parametrizado. É de realçar que muitos foram os autores que propuseram diferentes modelos para elementos servopneumáticos, maioritariamente para o modelador de potência e actuador. Dá-se especial destaque aos trabalhos de Richer e Hurmuzlu [80] e, mais recentemente, de Carneiro [12]. No primeiro é apresentado um modelo muito completo que inclui a dinâmica da servoválvula (de 2ª ordem), a dinâmica nas câmaras do cilindro e o atraso temporal devido à tubagem. No segundo, o autor utilizou a mesma servoválvula usada nesta tese e propõe novos modelos de servoválvulas e cilindros, que validou experimentalmente. Aproveitando este facto, foi decidido apresentar alguns dos modelos estudados por Carneiro.

1. MODELO DA SERVOVÁLVULA

A caracterização experimental de uma restrição numa válvula pneumática é habitualmente realizada recorrendo à lei do escoamento da norma ISO 6358, dada por:

$$\dot{m}_i = C_i(u) P_{ui} \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_{ui}}} Y_1$$

com

$$Y_1 = \begin{cases} 1 & \text{se } P_{di} / P_{ui} \leq r_i(u) \\ \sqrt{1 - \left(\frac{P_{di} / P_{ui} - r_i}{1 - r_i} \right)^2} & \text{se } P_{di} / P_{ui} > r_i(u) \end{cases} \quad (\text{E.1})$$

em que: u é a acção de controlo aplicada à gaveta; P_{ui} e P_{di} são as pressões a montante e a jusante da restrição i , respectivamente; C_i é a condutância sónica da restrição i ; e r_i é a razão de pressões crítica. Os caudais \dot{m}_A e \dot{m}_B são obtidos pela diferença entre o caudal que entra numa câmara (\dot{m}_{A1} e \dot{m}_{B1}) e o caudal que sai da mesma câmara (\dot{m}_{A2} e \dot{m}_{B2}). Aplicando este

modelo às restrições da servoválvula e omitindo na notação a dependência de C_i e de r_i com u , é válido escrever as equações de E.2 a E.7. Carneiro determinou experimentalmente os valores de C_i e de r_i para cada restrição em função da acção de controlo, conforme ilustra a figura E.1, e provou que o modelo ISO 6358 reproduz correctamente o comportamento individual das restrições da servoválvula (também utilizada neste trabalho) [12, 64-73] e reproduz correctamente o ganho de pressão experimental.

Orifício A:

$$\dot{m}_A = \dot{m}_{A1} - \dot{m}_{A2} \quad (E.2)$$

$$\dot{m}_{A1} = C_{A1} P_s \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_s}} \begin{cases} 1 & \text{se } P_A / P_s \leq r_{A1} \\ \sqrt{1 - \left(\frac{P_A / P_s - r_{A1}}{1 - r_{A1}} \right)^2} & \text{se } P_A / P_s > r_{A1} \end{cases} \quad (E.3)$$

$$\dot{m}_{A2} = C_{A2} P_A \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_A}} \begin{cases} 1 & \text{se } P_{\text{atm}} / P_A \leq r_{A2} \\ \sqrt{1 - \left(\frac{P_{\text{atm}} / P_A - r_{A2}}{1 - r_{A2}} \right)^2} & \text{se } P_{\text{atm}} / P_A > r_{A2} \end{cases} \quad (E.4)$$

Orifício B:

$$\dot{m}_B = \dot{m}_{B1} - \dot{m}_{B2} \quad (E.5)$$

$$\dot{m}_{B1} = C_{B1} P_s \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_s}} \begin{cases} 1 & \text{se } P_B / P_s \leq r_{B1} \\ \sqrt{1 - \left(\frac{P_B / P_s - r_{B1}}{1 - r_{B1}} \right)^2} & \text{se } P_B / P_s > r_{B1} \end{cases} \quad (E.6)$$

$$\dot{m}_{B2} = C_{B2} P_B \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_B}} \begin{cases} 1 & \text{se } P_{\text{atm}} / P_B \leq r_{B2} \\ \sqrt{1 - \left(\frac{P_{\text{atm}} / P_B - r_{B2}}{1 - r_{B2}} \right)^2} & \text{se } P_{\text{atm}} / P_B > r_{B2} \end{cases} \quad (E.7)$$

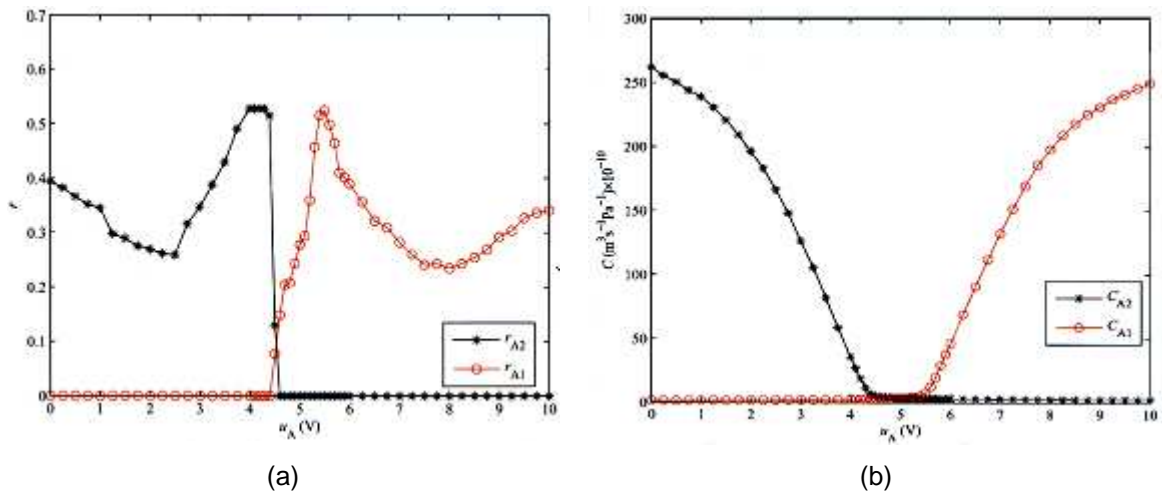


Figura E.1: Valores de r_i (a) e de C_i (b) para cada restrição e acção de controlo da electroválvula MPYE-5-1/8-HF-010-B.

2. MODELO DO ACTUADOR

Carneiro [12, pp. 117-170] recorre ao teorema de Reynolds para obter o modelo termodinâmico completo do ar nas câmaras do cilindro pneumático, escrito nas variáveis de estado de pressão e temperatura. No entanto, este modelo é desadequado para a utilização em controlo porque é matematicamente complexo e exige um observador de temperatura. Estas razões ponderam a utilização de um modelo simplificado para efeitos de controlo. Usualmente, a simplificação baseia-se na eliminação de uma variável de estado e substituir uma equação diferencial por uma relação algébrica. Tanto no controlo de força como no controlo de posição, a variável de estado termodinâmica mais importante é a pressão. Portanto, é típico desprezar a dinâmica da temperatura e considerar que o processo termodinâmico no interior das câmaras é politrópico [12, p. 143]. Carneiro analisou nove modelos de ordem reduzida e concluiu que o modelo apresentado abaixo nas equações E.8 e E.9, não sendo o mais complexo, apresenta um desempenho semelhante aos restantes mais completos.

$$\frac{dF}{dt} = -\gamma \frac{FA}{V} \frac{dx}{dt} + \gamma \frac{RA}{V} T (\dot{m}_{in} - \dot{m}_{out}) + \frac{(\gamma - 1)A}{V} k_0 (T_{amb} - T) \quad (E.8)$$

$$T = T_0 \left(\frac{F}{F_0} \right)^{\frac{n-1}{n}} \quad (E.9)$$

em que R é a constante específica do ar como gás perfeito; γ é a razão de calores específicos do ar; V é o volume da câmara; k_0 é a condutância térmica média; e n é o índice politrópico.

3. MODELO MECÂNICO

A massa móvel M é actuada por forças devido às pressões na câmara A (F_A) e na câmara B (F_B), à pressão atmosférica (F_{atm}), à força de atrito (F_{atr}) e às eventuais forças exteriores (F_{ext}). A massa total (M_{TOTAL}) do sistema também inclui a massa da haste do cilindro e da célula de carga, e que é igual a 6,2 Kg. Da aplicação da segunda lei de Newton à massa total em movimento (equação E.10), resulta a equação diferencial apresentada em E.11 e E.12.

$$\sum F_i = M_{TOTAL} \ddot{x} \quad (E.10)$$

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{P_A A_A - P_B A_B - F_{atm} - F_{atr} - F_{ext}}{M_{TOTAL}} \quad (E.11)$$

$$\frac{dx}{dt} = \dot{x} \quad (E.12)$$

4. MODELO NÃO LINEAR DO SISTEMA

Utilizando os modelos atrás descritos, encontra-se assim definido um modelo base, não linear e de 4ª ordem, definido pelo conjunto de equações de E.13 a E.20. Nas equações referentes ao modelo da servoválvula, considerou-se, como é habitual, que os escoamentos de entrada nas câmaras

ocorrem em regime subsónico e que os de saída ocorrem em regime sónico. A figura E.2 representa o diagrama de blocos do sistema.

$$\frac{dF_A}{dt} = -\gamma \frac{F_A A_A}{V_A} \frac{dx}{dt} + \gamma \frac{RA_A}{V_A} T_A \dot{m}_A + \frac{(\gamma-1)A_A}{V_A} k_0 (T_{amb} - T_A) \quad (3.13)$$

$$\frac{dF_B}{dt} = -\gamma \frac{F_B A_B}{V_B} \frac{dx}{dt} + \gamma \frac{RA_B}{V_B} T_B \dot{m}_B + \frac{(\gamma-1)A_B}{V_B} k_0 (T_{amb} - T_B) \quad (3.14)$$

$$T_A = T_{A0} (F_A / F_{A0})^{\frac{n-1}{n}} \quad (3.15)$$

$$T_B = T_{B0} (F_B / F_{B0})^{\frac{n-1}{n}} \quad (3.16)$$

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{F_A - F_B - P_{atm} A_h - k_a \dot{x} - F_{ext}}{M_{TOTAL}} \quad (3.17)$$

$$\frac{dx}{dt} = \dot{x} \quad (3.18)$$

$$\dot{m}_A = C_{A1} P_s \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_s}} \sqrt{1 - \left(\frac{P_A / P_s - r_{A1}}{1 - r_{A1}} \right)^2} - C_{A2} P_A \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_A}} \quad (3.19)$$

$$\dot{m}_B = C_{B1} P_s \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_s}} \sqrt{1 - \left(\frac{P_B / P_s - r_{B1}}{1 - r_{B1}} \right)^2} - C_{B2} P_B \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_B}} \quad (3.20)$$

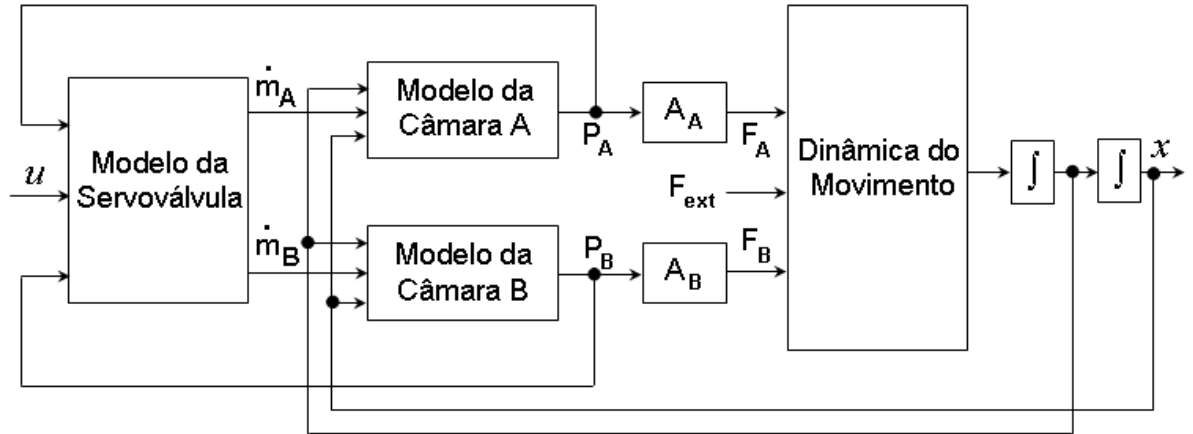


Figura E.2: Diagrama de blocos do modelo do sistema electropneumático.